PRACTICA ELECTRONISTULUI AMATOR

EDITURA ALBATROS

ABREVIERI

AAF	amplificator de audiofrecvenţă
AF	frecvenţă audio (joasă)
AFI	amplificator de frecvenţă intermediară
AÎF	amplificator de (înaltă) radiofrecvenţă
AJF	amplificator de (joasă) audiofrecvenţă
AND	operatorul SI
AO	amplificator operaţional
ARF	amplificator de radiofrecvenţă
ASC	control automat al sensibilităţii (selectivităţii)
AVC	control automat al tensiunii (volumului)
BC	montaj cu tranzistor, cu baza comună
BIFET	tranzistor bipolar încapsulat împreună cu un TEC-J
BIMOS	tranzistor bipolar încapsulat împreună cu un TEC-MOS
bit	unitate binară
CAA	control automat al amplificării
CAF (AFC)	control automat al frecvenţei
CAP (APC)	control automat al fazei
c.a. (AC)	curent alternativ
CC	montaj cu tranzistor, cu colector comun
c.c. (DC)	curent continuu
CCD	dispozitive cuplate prin sarcină
CI (JC)	circuit integrat (circuit imprimat)
CMOS	dispozitiv sau circuit cu tranzistoare MOS complementare
COS/MOS	dispozitiv sau circuit cu tranzistoare MOS complementare, simetrice
dB	decibel
DCTL	circuite logice cuplate direct
d-MOS	tranzistor metal-oxid-semiconductor dublu difuzat
DTL	circuite logice cu diode şi tranzistoare
EC	montaj cu tranzistor, cu emitor comun
ECL	logică cu cuplaj pe emitor
E^2CL	logică cu cuplaj emitor-emitor
FET	tranzistor cu efect de cîmp (TEC)
FI	frecvenţă intermediară
FÎF	foarte înaltă frecvenţă (30-300 MHz)
FÎT	foarte înaltă tensiune
FOB	filtru opreşte bandă
FTB	filtru trece-bandă
FTJ	filtru trece-jos
FTS	filtru trece-sus
GSS	generator de semnale standard
HI-FI	înaltă fidelitate
HVMOS	(tranzistor) MOS de tensiune înaltă
ÎF	înaltă frecvenţă (3-30 MHz)
I^2L	logică de injecţie integrată
I^3L	logică de injecţie integrată şi izoplanară
JF	joasă frecvenţă
JFET	tranzistor cu efect de cîmp cu joncţiune (TEC-J)

JUGFET	TEC — cu strat de baraj
LED	diodă emițătoare de lumină
MA	modulație de amplitudine
MASTER-SLAVE	bistabil RS (stăpîn-sclav) alcătuit din două registre de decalaj comandate în antifază
MESFET	tranzistor cu efect de cîmp la care poarta este realizată printr-un contact metal-semiconductor
MF	modulație de frecvență
MISEFT	tranzistor cu efect de cîmp cu (structură) metal-izolator-semiconductor
MINOS	semiconductor cu metal-nitrură-oxid
MOS	(tranzistor) cu metal-oxid-semiconductor
MOSFET	tranzistor cu efect de cîmp cu metal-oxid-semiconductor
MP	modulație de fază
MAND	poarta ȘI-NU
n-MOS (NMOS)	tranzistor metal-oxid-semiconductor cu canal de tip n
NOT	operatorul NU
NOR	poarta SAU-NU
OL	oscilator local
OR	operatorul SAU
PEC	celulă fotoelectrică
PROM	memorie fixă programabilă
PU	picup, doză de redare
RAA	reglaj automat al amplificării
RAF	reglaj automat al frecvenței
RAM	memorie cu acces aleator
RAP	reglaj automat al fazei
RCTL	circuite logice cu rezistor-capacitor-tranzistor
RF	radiofrecvență
ROM	memorie cu conținut fix (memorie fixă)
RR	radioreceptor
RTL	logică rezistor-tranzistor
SF	schimbător de frecvență
SIT	tranzistor cu inducție statică
SRF	șoc de radiofrecvență
TEC	tranzistor cu efect de cîmp
TTL	logică tranzistor-tranzistor
tv	televiziune
UÎF	ultra înaltă frecvență (3003 000 MHz)
UJT	tranzistor unijoncțiune (TUJ)
UL	unde lungi
UM	unde medii
US	unde scurte
UUS	unde ultrascurte
VCD	diodă (semiconductoare) cu capacitate dependentă de tensiune, varactor sau diodă varicap
VJFET	TEC-J cu canal vertical
UMOS	TEC-MOS cu canal vertical
VU	volum (nivel)
XOR	SAU-exclusiv

Redactor coordonator: G. FOLESCU

Coperta: C. GULUȚĂ
Desene: C. CIACHIRIS

Tehnoredactor: GABRIELA ILIOPOLOS

PRACTICA ELECTRONISTULUI AMATOR

ADRIAN BIȚOIU
GHEORGHE BĂLUȚĂ
CORNELIU IȚCOU
IOSIF LINGVAY
ALEXANDRU MĂRCULESCU
ILIE MIHĂESCU
MIRCEA NEGREANU
ANDRIAN NICOLAE
MIRCEA SCHMOL
DUMITRU SDRULLA
IMRE SZATMARY

Cu o prefață de prof. dr. doc. ing.
EDMOND NICOLAU

EDITURA ALBATROS • BUCUREȘTI • 1984

ÎN LOC DE PREFAȚĂ

A CONSTRUI — A EXPERIMENTA

În anul 1984 s-au împlinit 72 de ani de la primele experimentări românești în domeniul radioelectronicii: e vorba de cercetările originale efectuate în 1912, de către savantul Emil Giurgea, primul om care a înregistrat pe hîrtie de bromură de argint semnale de radio. Desigur, era vorba de experiențe științifice care, în acel moment, se situau la vîrful tehnicii mondiale. Savantul român proiectase un galvanometru special, care, conectat la o instalație adecuată, permitea înregistrarea semnalelor de telegrafie fără fir (TFF — în terminologia epocii). Mai mult chiar, așa după cum arăta ulterior savantul român într-o conferință, cu instalația în cauză se puteau efectua și măsurări asupra cristalelor de galenă utilizate în receptoarele epocii.

Peste doi ani, în 1914, Emil Giurgea, doctor în fizică de la Sorbona, construia singur primul emițător românesc, cu care emite din Parcul Libertății din Capitala patriei noastre.

Am avut ocazia ca peste trei decenii să întîlnesc pe savant, acum bătrîn, construind alte și alte aparate electronice. Îmi amintesc perfect de bine că în 1943, cînd l-am vizitat, era preocupat să pună la punct un voltmetru electronic în punte — cu tuburi electronice, desigur.

Cît de departe ne situăm azi față de aceste începuturi timide ale radioelectronicii românești! Astăzi țara noastră exportă utilaje complexe în care electronica are un rol important, exportă, de asemenea, dispozitive electronice, calculatoare electronice etc. Iar specialiștii noștri au satisfacția că lucrările lor sînt traduse în limbi de mare circulație, iar academii de știință din lume le conferă prestigioase distincții.

Desigur, electronica a devenit azi o ramură indispensabilă a industriei, în sensul că nici o altă ramură nu se poate lipsi de aportul electronicii. Mai mult chiar, întreaga noastră viață este influențată direct, sau indirect, de electronică. Am mai putea concepe o viață din care să lipsească televiziunea, radioul, telefonul? Economia ar mai putea funcționa fără calculatoare? Medicii cardiologi s-ar mai putea lipsi de electrocardiograme și, mai nou, de ecograme? Industria ar putea funcționa fără instalațiile automatizate, deci electronizate? Electronica este azi omniprezentă — la bordul navelor cosmice ca și pe platformele *de forare, lîngă pacientul căreia i se efectuează, în blocul operator, o intervenție chirurgicală, ca și în multe săli de curs, în învățămîntul de toate gradele. Electronica este într-adevăr omniprezentă.*

Dar cine sînt electroniștii? Aici răspunsul nu mai este ușor de dat, deoarece adesea mi-a fost dat să văd filozofi sau ziariști care, cu schema unui televizor în față, încercau să repare un televizor — și reușeau. La fel după cum în concursurile de radioamatori poți întîlni chimiști, medici, constructori, elevi de liceu, strungari, fochiști — practic toate profesiunile și vîrstele fiind reprezentate printre radioamatori.

Nu de mult, în timpul unei excursii în Bucegi, am întîlnit la cabana Omu, la înălțimea de 2 507 m, o echipă de tineri radioamatori ce participau la un concurs organizat pentru cei ce se preocupă de undele ultrascurte. Și era plăcut să vezi cum cunoștințe foarte variate, privind circuitele electronice, antenele cu elemente pasive, ca și propagarea undelor metrice, își găseau aplicații în aceste frumoase întreceri sportive.

Desigur, radioamatorismul e un sport aparte, la care intervin atît abilități efectorii — manipularea rapidă a dispozitivului de transmitere a semnalelor, cît și o perfecționare a analizorului auditiv, pentru a putea recepționa, descifra, înțelege, sute de litere pe minut. La care să adăugăm necesitatea unor variate cunoștințe științifico-tehnice, privind realizarea emițătorului și receptorului, amplasarea antenei pentru a asigura legătura dorită, alegerea tipului de antenă etc. etc. Și, la urmă, dar nu ultima ca importanță, să amintim de proiectarea aparatelor utilizate și de construirea lor. Fără nici o îndoială, radioamatorismul este o activitate complexă, care solicită toate facultățile amatorului sau profesionistului, și i le dezvoltă temeinic.

Îmi amintesc cum încă din anii liceului aveam prieteni care erau radioamatori — eu preocupîndu-mă mai mult, în acel moment, de experiențe de fizică — mai exact de electricitate — și, în oarecare măsură, de chimie. În acea epocă am asistat la o experiență în care un generator de înaltă frecvență producea unde staționare pe o linie în gol, becurile dispuse în diferite puncte aprinzîndu-se fie mai puternic, fie mai slab, după cum erau dispuse în puncte în care unda de tensiune avea un maxim sau un minim. Demonstrația ne era făcută de un tînăr radioamator din Brăila — orașul în care locuiam atunci.

Venind la București. încă din primele luni am legat o puternică prietenie ce a rezistat deceniilor, cu radioamatorul de indicativ YO 3 ML (ing. Liviu Macoveanu) — cîștigătorul a numeroase concursuri naționale și laureat la numeroase concursuri internaționale. Dragostea comună ce o aveam pentru știință a făcut și face ca și astăzi să discutăm diferite probleme privind construcțiile radiotehnice.

În epoca studenției, mînat de aceeași sete de cunoaștere, frecventam „Societatea prietenii naturii", unde regretatul meu coleg, Dinu Dobrovici, într-o ședință *memorabilă, în anul 1943 a demonstrat efectul puternic pe care îl pot avea, în anumite condiţii, undele de radio asupra insectelor.*

În toate cazurile citate era vorba de tineri entuziaşti, care în condiţiile existente în anii '30 şi '40, căutau şi realizau unele experienţe de radio sau de electronică, cu o aparatură construită de ei, pe baza unei documentaţii în general sumare — aşa cum era ea în acei ani.

Azi, desigur, lucrurile se prezintă cu totul altfel, tineretul nostru dispunînd atît de o literatură de informare bogată, cît şi de un cadru organizat în care îşi poate satisface dorinţa de a experimenta, de a construi aparate electronice cît de complexe. Chiar şi cei mai tineri radioamatori — pionerii — au cercuri de radio, la Casele pionierilor şi şoimilor patriei — unde, sub îndrumarea competentă a unor persoane calificate, pot realiza — şi realizează — o gamă variată de aparate, mergînd de la lucruri simple, ca radioreceptoare, la aparate complexe, cum ar fi roboţi telecomandaţi sau mici calculatoare electronice. Iar exponatele pe care le prezintă pionierii la diferite concursuri şi expoziţii sînt o dovadă a înaltei lor măiestrii, a gradului de stăpînire eficientă a electronicii.

Desigur, pionierul de azi va fi specialistul de mîine şi acei ce vizitează diferitele pavilioane ale expoziţiilor şi tîrgurilor noastre rămîn puternic impresionaţi de marele avînt pe care l-a luat industria noastră electronică. Dacă pînă la începutul anilor '40 în ţara noastră nu exista decît un atelier în care se montau radioreceptoare, dacă ulterior, pentru nevoile apărării, în anii celui de-al doilea război mondial, în ţară s-au produs receptoare şi emiţătoare de radio, dar la un nivel artizanal, azi industria noastră electronică este foarte bine dezvoltată, specialiştii noştri publică articole în reviste de cel mai înalt nivel, iar produsele electronice româneşti, ce acoperă o gamă largă, sînt bine cunoscute în numeroase ţări: şi în acest domeniu, din ţară importatoare, am devenit o ţară exportatoare.

Electronica este o disciplină ştiinţifică şi tehnică aparte, în care teoria se îmbină în mod armonios şi inseparabil cu tehnica. Fenomenele care intervin sînt foarte complexe şi nu este uşor să fie stăpînite. De aceea, totdeauna după ce se proiectează un aparat, este necesar să îi măsurăm performanţele, spre a vedea dacă într-adevăr ceea ce s-a realizat este sau nu corespunzător cu ceea ce s-a dorit, are parametrii ceruţi. Şi iată că, dintr-o dată ne întîlnim cu problema construirii aparaturii şi a testării ei prin măsurători corespunzătoare.

Dar a construi în electronică, la fel ca în orice alt domeniu, e o ştiinţă şi o artă. Ştiinţa se învaţă din cărţi şi din proprie experienţă, arta, îndemînarea se obţin prin practicarea acestei tehnici a construcţiilor electronice.

Prezentul volum oferă cititorilor un material amplu, organizat în mod sistematic, ştiinţific, fără însă ariditatea unui tratat de specialitate: este meritul redactorului coordonator de a fi ştiut să aleagă colaboratori tineri şi entuziaşti, buni cunoscători ai problemelor tratate, care au reuşit ca într-un minim de spaţiu să ofere un maxim de informaţie.

Noţiunile sînt prezentate în mod logic, începînd cu cel mai simplu element de circuit — rezistorul — şi sfîrşind cu elemente de tehnica măsurării. Între aceste două limite se situează întregul material. Un cuvînt de laudă pentru primele două capitole, cu caracter introductiv, tratînd despre laboratorul electronistului şi, respectiv despre materialele utilizate în electronică.

Cu cartea în faţă, tînărul constructor electronist începe activitatea sa, pe care i-o dorim cît mai rodnică. Nu ştim spre ce se va îndrepta mai întîi, dar un lucru e sigur: farmecul electronicii, al infinitelor posibilităţi pe care le oferă electronica, îl va capta. Un montaj simplu azi ridică o serie de întrebări, ce conduc la alte construcţii, la alte experimentări, la alte realizări. Şi în modul acesta, treptat, de obicei de la simplu la complex, se ajunge la formarea unui bun electronist, util atît sieşi, cît şi societăţii.

E oare firesc ca într-o lume în care la fiecare pas întîlnim aparate electronice tot mai complexe, să nu avem nici măcar o idee de modul în care ele funcţionează? Mie mi se pare că la fel după cum în cultura generală a fiecărui om trebuie să existe elemente informative privind natura vie, tot aşa în epoca noastră, în care tehnica are un rol atît de mare, este obligatoriu ca fiecare dintre noi să avem elemente de cultură electronică. Iar plecînd de aici, cei talentaţi, cei ce se dedică electronicii vor putea să îşi dezvolte puterea lor de creatie, imaginînd noi scheme, noi montaje, eventual noi dispozitive electronice: în tehnică viitorul rămîne deschis tuturor posibilităţilor.

Sînt convins că nu greşesc atunci cînd afirm că fiecare tînăr constructor electronist, printr-o muncă bine dirijată, în care îmbină armonios realizarea unor construcţii practice cu însuşirea elementelor teoretice corespunzătoare — are posibilitatea să se afirme pe deplin în această disciplină atît de caracteristică epocii noastre. Numai epocii noastre? Eu cred că nu. Toate elementele ştiinţei contemporane ne îndreptăţesc să credem că electronul, ca particulă elementară stabilă, nu poate fi înlocuit în dispozitivele comandate cu uşurinţa cu care comandăm dispozitivele electronice. Iată de ce electronica ne apare şi ca o ştiinţă a epocilor viitoare — a tuturor epocilor viitoare.

EDMOND NICOLAU

NOTĂ ASUPRA EDIȚIEI

În zilele noastre, electronica este o ramură de vîrf a industriei, fiind un factor determinant al revoluției științifice și tehnice contemporane.

Politica științifică a Partidului Comunist Român urmărește și promovează cu prioritate dezvoltarea industriei electronice naționale, a cărei pondere în economia țării crește continuu. La numai 18 ani de la lansarea industriei electronice profesionale românești, avem în țară 10 institute de cercetare științifică și proiectare în domeniul electronicii, precum și peste 40 de întreprinderi specializate. Astfel, în țara noastră se realizează o largă gamă de produse specifice, de pildă: componente active și pasive, mecanice și electromecanice; receptoare radio și de televiziune; radiotelefoane și echipamente pentru radiocomunicații profesionale; casetofoane și amplificatoare audio; echipamente pentru TV în circuit închis; calculatoare electronice și echipamente periferice; instalații și echipamente pentru telecomunicații, precum și pentru telecomandă și automatizări; aparate electronice de măsură și control; aparate electronice pentru diagnostic și supraveghere medicală și altele. Multe din aceste produse sînt cunoscute și apreciate pe plan mondial.

Încă de la începuturile sale, întotdeauna electronica a atras tineretul, care și-a consacrat o mare parte a timpului liber pentru a realiza și experimenta diverse construcții. Pentru a veni în ajutorul tinerilor electroniști amatori, lucrarea de față își propune să completeze volumul *Radiorecepția A—Z*, apărut în Editura Albatros (1982), cu o serie de noțiuni practice în legătură cu tehnica montajului și folosirea componentelor active și pasive întîlnite în diverse scheme. În acest scop au fost luate în considerare produsele industriei electronice naționale, care pot ușor fi procurate din comerț.

La elaborarea lucrării a participat un colectiv de specialiști cu o bogată activitate în domeniul electronicii:

- ing. **ADRIAN BIȚOIU**
- fiz. **GHEORGHE BĂLUȚĂ**
- ing. **CORNELIU IȚCOU**
- dr. ing. **IOSIF LINGVAY**
- fiz. **ALEXANDRU MĂRCULESCU**
- ing. **ILIE MIHĂESCU**
- fiz. **MIRCEA NEGREANU**
- ing. **ANDRIAN NICOLAE**
- fiz. **MIRCEA SCHMOL**
- ing. **DUMITRU SDRULLA**
- ing. **IMRE SZATMARY**

Dat fiind faptul că în montajele electronice actuale se folosesc aproape în exclusivitate dispozitive semiconductoare, toate circuitele au fost explicate numai pe această bază. În plus, marea majoritate a montajelor prezentate sînt funcționale și pot fi realizate de electroniștii amatori în cadrul cercurilor de specialitate din școli, fie în laboratoarele personale.

Capitolul 1

LABORATORUL ȘI ORGANIZAREA LUI

fiz. MIRCEA SCHMOL

Activitatea electronistului amator se poate desfășura într-un loc bine stabilit, cum ar fi o cameră sau un colț într-o cameră. Aceasta, este bine să fie pardosită cu dușumele, parchet sau linoleum, adică să se lucreze pe un loc izolat din punct de vedere electric. De asemenea, camera va trebui să fie luminoasă, suficient de spațioasă și aerisită. Aici se vor desfășura o serie de lucrări dintre cele mai deosebite. În general se vor întîmpina greutăți mai cu seamă la rezolvarea problemelor mecanice: îndoiri de tablă, găuriri, piliri, corodarea de plăci ce vor deveni circuite imprimate, tăieri cu fierăstrăul, lipirea materialelor din plastic și încă multe altele. Așadar, va trebui — cu timpul — să se procure tot felul de scule, materiale, instrumente.

Primul lucru necesar va fi o masă de lucru. O masă veche de bucătărie, de exemplu, va fi în general suficientă. Dacă însă se poate obține un birou vechi, care să aibă și o serie de sertare, atunci va fi și mai bine. Apoi, un dulăpior agățat pe un perete din apropiere, un raft vechi de cărți va fi binevenit în micul laborator.

Masa, odată procurată, va trebui s-o amenajăm prin acoperirea blatului cu o foaie de prespan sau carton, pe care-l vom prinde la margine cu pioneze. Pe partea laterală, preferabil în dreapta, vom putea monta, sau fixa, o serie de prize, sau o priză multiplă gata confecționată. În acest fel vom putea să alimentăm simultan o serie de aparate, scule sau instrumente de măsurat, după caz. Spre partea din spate a blatului, la 10—15 cm de marginea mesei, vom monta, cu colțare, un panou din placaj cu o grosime de aproximativ 5 mm. Panoul îl putem dimensiona sau pe toată lungimea mesei, sau pe o porțiune, în raport cu mărimea pieselor pe care le vom monta după acest panou. Acolo vom monta transformatoarele și alimentatoarele, care vor debita o serie de tensiuni de alimentare, de care vom avea nevoie în montajele experimentale și la depanări. Pentru a nu se strînge praf, panoul îl vom putea închide sub forma unei cutii, cu cîteva găuri de ventilație.

Lucrările electronistului amator fiind diverse, vor fi necesare o serie de alimentatoare, cum ar fi (fig. 1.1):

— sursă de tensiune alternativă de 6,3 V și 12,6 V, ce va putea debita un curent de 2—3 A pentru alimentarea filamentelor în cazul lucrului cu tuburi electronice și a unor lămpi

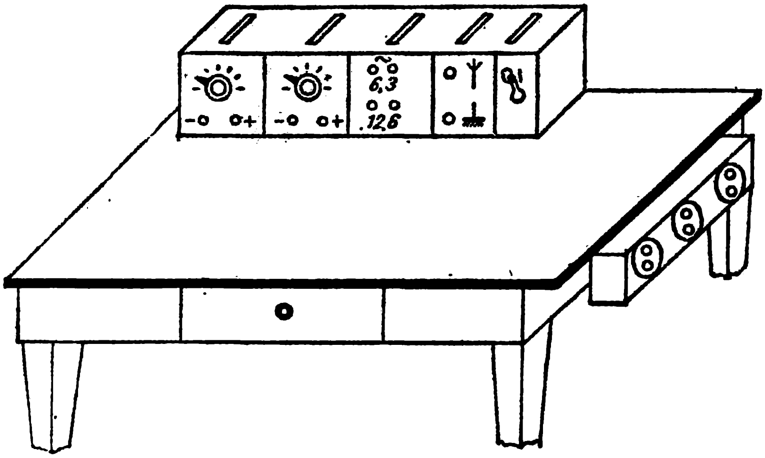


Fig. 1.1. Masa de lucru cu anexele necesare.

portabile, cum vom vedea în continuare;

— sursă de tensiune continuă şi stabilizată, de preferinţă variabilă, între (3—20) Vcc, ce va putea debita un curent de 100—200 mA pentru alimentarea aparaturii cu tranzistoare;

— sursă de tensiune continuă de (200—250) Vcc, ce va debita un curent de (100—150) mA, pentru a putea alimenta cu tensiune anodică unele montaje cu tuburi electronice;

— sursă de tensiune dublă, cu cîteva trepte de tensiune, de exemplu: +5, 0, —5 Vcc; +12, 0, —12 Vcc; +20, 0, —20 Vcc; +30, 0,—30 Vcc. Cu oarecare dificultăţi se pot construi astfel de surse duble, cu variaţie continuă a tensiunii. Evident, este preferabil. Aceste surse vor fi necesare la alimentarea unor montaje cu circuite integrate şi vor putea debita un curent de (50—100) mA, sursele fiind stabilizate. Cel mai bine ar fi dacă toate aceste surse vor putea fi controlate cu instrumente de măsură. Eventual vom prevede bucşe, unde vom putea măsura cu ajutorul unui singur instrument, pe care-l putem comuta pe poziţia dorită (vezi şi capitolul „Surse de alimentare“).

Pe acest panou mai putem monta un întrerupător general, ce va putea conecta sau deconecta întreaga masă de la reţeaua electrică. Acest întrerupător este foarte util, mai ales la terminarea lucrului, cînd, printr-o singură comutare putem scoate întreaga masă de sub tensiune. Atît prizele, cît şi alimentatoarele montat la masă le vom proteja cu ajutorul unor siguranţe, despre care vom vorbi mai departe.

Pe masa de lucru nu trebuie să ţinem fierul de lipit. Acesta va sta pe un suport din lemn, placat cu o foaie de asbest şi prevăzut cu un sprijin din sîrmă de 3—4 mm diametru, din fier. Suportul nu va fi montat fix pe masă, pentru a-l putea muta acolo unde ne va fi mai uşor. Vorbind despre suporturi putem -

pentru ordine şi comoditate — să ne confecţionăm un panou, pe care-l vom agăţa de zid şi care va susţine, cu ajutorul unor cuişoare bătute judicios sau cu ajutorul unor urechi din fîşii de tablă, o serie de scule ce vor fi mai des întrebuinţate.

Revenind la masa de lucru, în cazul în care ea dispune de sertare, le putem utiliza, păstrînd acolo o serie de lucruri necesare ca: scule, aparate de măsură, montajele la care lucrăm, piese şi materiale diverse.

În aceste sertare vom păstra o serie de piese şi materiale mărunte, iar pentru menţinerea ordinii şi uşurarea lucrului, piesele şi mărunţişurile diverse le vom păstra în cutii închise cu capac şi etichetate. Funcţie de ingeniozitate şi posibilităţi, aceste cutii vor fi din carton — confecţionate de noi — sau vom procura o serie de cutii pe care le vom destina acestui scop cum ar fi: cutii pentru ace de pescuit, cutii pentru transportul alimentelor în timpul drumeţiei, cutii pentru filme de cinema sau foto etc.

În cutii vom păstra piese şi materiale sortate după caracteristici. Vom avea deci cutii cu şuruburi sortate după diametru, lungime, forma capului, pas, piuliţele, de asemeni, după diametru ca şi şaibele. În ce priveşte piesele mărunte specifice, cum ar fi capacitoarele mici sau rezistoarele le vom putea ţine fie în cutii, fie în plicuri ce se vor păstra într-o cutie mai mare, gen „cartotecă“, fie, în fine, pe ştraifuri de carton de lungimi diferite, înşirate ca antinevralgicele şi avînd inscripţia valorii. Evident rezistoarele şi capacitoarele le vom sorta tot după caracteristici, de exemplu: rezistoare de volum, cu peliculă, metalizate, după valorile electrice.: zeci de ohmi, sute de ohmi, kiloohmi, megohmi; apoi după putere: 1/8 W, 0,5 W, 1W, 2W etc.

Aceeaşi logică de sortare se va utiliza şi la capacitoare. Evident, regulile sînt suficient de elastice, aşa încît fiecare amator să utilizeze logica lui personală de sortare, clasificare, păstrare etc. a pieselor sale. În ceea ce ne priveşte, am dat doar o sugestie. În tot cazul, în sertare va trebui, oricum, să domnească o desăvîrşită ordine.

În ce priveşte siguranţele cu care vom proteja masa şi montajele ce le vom construi, să ne amintim cîteva lucruri:

La trecerea unui curent mare printr-un fir subţire, acesta se va încălzi, iar cantitatea de căldură va fi aşa de mare, încît va topi firul. Acesta fiind montat în circuit, prin topire, circuitul se va întrerupe, iar montajul va fi salvat de o degradare mai mare.

Să presupunem că prin circuitul nostru trece un curent consumat în mod normal de circuit, şi vom nota acest curent — curent nominal — cu I_n. Vom nota, de asemeni, cu I_M curentul maxim admis de montajul sau circuitul nostru. Facem acest raport, I_M/I_n. Dacă curentul este de 2 ori mai mare decît valoarea acestui raport, siguranţa va trebui să se ardă. De aici, condiţia de ardere a unei siguranţe:

$$\frac{I_M}{I_n} \geqslant 2.$$

Privind o siguranţă, vedem marcat pe corpul ei o inscripţie, reprezentînd valoarea unui curent. Acest curent marcat pe siguranță nu reprezintă curentul ei de ardere, ci curentul nominal pentru care este construită.

Să presupunem că dorim să protejăm un circuit prin care în mod normal de funcționare trece un curent de 1,4 A. Aplicînd relația de mai sus, sau calculînd $I_M = 2 \cdot I_n$, adică în cazul nostru, $I_M = 2 \times 1{,}4 = 2{,}8$ A, vom alege din tabelul 1.I, pentru curentul de 2,8 A o sîrmă de cupru cu diametru de 0,1 mm.

La funcționare normală, prin circuit și respectiv prin siguranță va trece curentul de 1,4 A, iar în cazul unei defecțiuni, atunci cînd curentul va atinge valoarea de 2,8 A siguranța se va arde.

Tabelul 1.I

⌀ [mm]	*I topire* [A]	
	cupru	*fier*
0,025	0,5	—
0,03	0,7	0,2
0,036	0,9	0,25
0,04	1,05	0,28
0,05	1,30	0,35
0,1	2,8	0,85
0,15	4,75	1,4
0,2	6,5	2,0
0,3	14,0	4,0
0,4	20,0	5,8
0,5	27,5	8,3

În tabelul 1.I se dau mărimile necesare confecționării unor siguranțe din materiale ușor procurabile — cupru și fier.

În ce privește protecția montajelor cu ajutorul siguranțelor, sînt necesare cîteva precizări relative la viteza de ardere a acestora. Unele dispozitive suportă regimul nenormal în timp limitat. Dacă timpul pînă la arderea siguranței este mai lung, chiar dacă aceasta se va arde, se va distruge și componenta sau componentele protejate. Împotriva acestor accidente s-au confecționat siguranțe ultrarapide, care se distrug într-un timp de (0,1—0,2)s, pentru același raport $I_M/i_n = 2$, față de cele normale la care arderea se produce în timp de circa 1 s. Siguranțele ultrarapide prezintă — constructiv — un arc de desprindere și o pastilă termică de întrerupere. În momentul depășirii curentului admis, pastila termică se topește, iar arcul, prin tracțiune întrerupe circuitul instantaneu.

O dată rezolvată și problema siguranțelor, ne vom gîndi la iluminarea mesei de lucru. Cea mai bună lumină este fără îndoială lumina de zi. Dar, seara, vom avea nevoie de o lumină bună, ce se poate obține cu ajutorul unei lămpi de masă. Preferabil ar fi ca ea să prezinte un braț rabatabil. Însă, pentru vizitarea unor părți de aparat, sau pentru urmărirea conexiunilor unor plăcuțe cu circuit imprimat pe care nu dorim sau nu putem să o demontăm, avem nevoie de lumină dată de o lanternă. O astfel de sursă de lumină poate fi construită dintr-o lanternă veche, preferabil rotundă, căreia îi vom atașa un cordon de alimentare și pe care o vom alimenta cu tensiune de la bornele de alimentare din masa de lucru.

O dată ce am organizat oarecum colțul de lucru, vom mai avea nevoie de încă două instalații și anume de o antenă de recepţie şi de o priză de pămînt.

Fiderul acestei antene va pătrunde în cameră printr-un colţ de geam sau chiar prin rama sa, printr-un izolator de trecere tubular. Dar, de fapt ce este o antenă? Cîteva consideraţii generale vor lămuri acest lucru, pentru a o construi corect:

Ansamblul format dintr-un cîmp electric şi unul magnetic perpendiculare între ele şi perpendiculare pe direcţia de propagare formează cîmpul electromagnetic. Acesta din urmă se propagă în spaţiu cu viteza luminii sub formă de unde. Antena de emisie este tocmai dispozitivul prin care curentul alternativ de radiofrecvenţă ce creează cîmpul electromagnetic este radiat din antena respectivă în spaţiu.

În cazul în care un conductor este întîlnit de o undă, el este capabil să extragă o parte a energiei undei şi s-o transforme într-un curent electric alternativ de radiofrecvenţă, identic cu cel de la emisie. Este deci vorba de o antenă de recepţie. Cele două feluri de antene nu sînt mult diferite una de cealaltă, aşa încît o antenă de emisie poate fi folosită şi la recepţie şi invers, fără ca să se schimbe prea mult caracteristicile ei electrice fundamentale.

În ce priveşte antena de recepţie, curentul apărut în aceasta se poate disipa într-o rezistenţă de sarcină, Z_S, ce va fi pusă în serie cu antena. Funcţie de caracteristicile antenei, care posedă şi ea o impedanţă proprie, impedanţa de sarcină Z_S va trebui să fie adaptată şi acest lucru este foarte important mai ales la emisie (fig. 1.2). În cazul antenelor de recepţie, acestea lucrează în general neadaptate şi neconcordate ca frecvenţă. În cazuri speciale, atunci cînd se urmăreşte un randament foarte bun, se vor considera toate aceste caracteristici. Vom da acum modul de construcţie al unei antene cu care se poate echipa laboratorul.

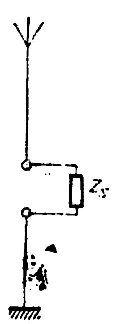


Fig. 1.2. Schema antenei cu impedanţa de sarcină conectată.

Antena va fi montată pe doi suporţi la o înălţime de cîţiva metri de acoperiş. Partea orizontală se întinde între aceşti suporţi şi va fi orientată, pe cît posibil, perpendicular pe direcţia liniilor de înaltă tensiune din apropiere — dacă există — sau faţă de liniile de tramvai sau troleibuz. Lungimea antenei este funcţie de banda de frecvenţe pe care dorim să facem recepţia. Mai jos se va da calculul lungimii acestei antene. Fiderul ei va fi coborît vertical şi va trece la minimum 0,5 m de marginea acoperişului sau de peretele casei. Cum se vede din figura 1.3, antena se va fixa pe suporţi cu ajutorul unor izolatoare din sticlă, porţelan etc. În caz că nu avem asemenea izolatoare, le vom putea confecţiona din sticlă, teflon, micalux etc., tăind plăcuţe de 2 × 3 cm, cu grosimea de 3—4 mm, găurite pentru a se putea prinde de antenă şi suport. Se vor monta 2 sau

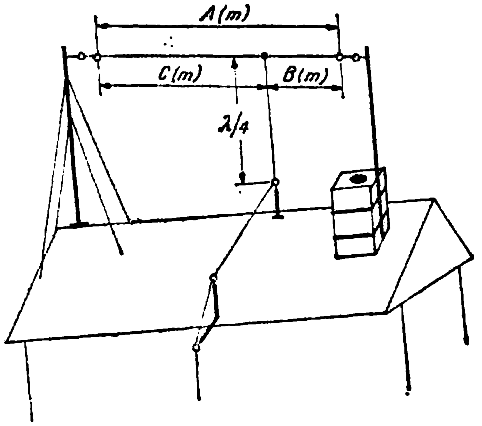


Fig. 1.3. Calculul şi montarea antenei.

3 asemenea izolatoare, în fiecare parte, la 5—10 cm unul de altul. Aceasta, este o „antenă în T, cu braţe neegale“, numită şi antenă „Hertz“, şi ea rezonează pe jumătate lungime de undă.

Braţele neegale formează două segmente, *B* şi *C*, aşa cum se vede în figura 1.3. Lungimea *L* a antenei se calculează cu formula:

$$L[\mathrm{m}] = \frac{143 \times 10^3}{f(\mathrm{kHz})}.$$

În ce priveşte poziţionarea punctului *A*, acesta se va stabili cu relaţia:

$$B[\mathrm{m}] = \alpha \cdot L[\mathrm{m}],$$

unde factorul α depinde de diametrul sîrmei din care este confecţionată antena. Valoarea factorului α este: 0,35 pentru fir cu diametrul de 1 mm; 0,36 pentru fir cu diametrul de 1,5 mm; 0,37 pentru fir cu diametrul de 2 mm.

Conductorul din care este confecţionată antena va fi liţat şi va fi de preferinţă din bronz fosforos (liţă de antenă). Fiderul antenei — din cablu liţat şi izolat — va fi lipit cu cositor în punctul *A* şi va coborî vertical faţă de antenă, pe o distanţă ce nu va fi mai mică decît un sfert de lungime de undă (λ/4). Această antenă poate funcţiona atît ca antenă de recepţie, cît şi ca antenă de emisie şi este omnidirecţională ca radiaţie.

Ca antenă directivă, la recepţie poate fi folosită o antenă de ferită. Aceasta are forma unei baghete cu diametrul de 10 mm şi lungimea 10—30 cm. Pe această baghetă se montează o bobină formată din spire de sîrmă de radiofrecvenţă, ce intră în circuitele receptorului. Poziţia acestei bobine pe antena de ferită este critică şi se determină în general prin reglaj.

Pentru a termina cu instalarea micului laborator, vom avea nevoie de o priză de pămînt. Aici intervin o serie de dificultăţi. Astfel, în cazul în care laboratorul este aşezat la un nivel la care montarea este posibilă, vom proceda în felul următor: Pe o bucată de tablă de cupru sau alamă vom lipi cu cositor bucăţi de cablu liţat, aşa cum se vede în figura 1.4. Cele cîteva bucăţi le vom uni şi le vom lipi cu cositor împreună cu cablul ce va merge pînă la masa de lucru. Tabla dreptunghiulară o vom răsuci sub formă de spirală şi o vom îngropa în pămînt la o adîncime de circa 1 m. Pămîntul ce va acoperi tabla este bine să fie amestecat cu cărbune, iar locul va fi udat cu apă pentru tasare şi priză electrică bună. Este de preferat ca locul ales să fie aşezat la umbră sau într-un loc umed. În caz că laboratorul se află la un etaj superior, vom utiliza ca priză de pămînt conducta de apă a apartamentului. Pe această conductă, de plumb

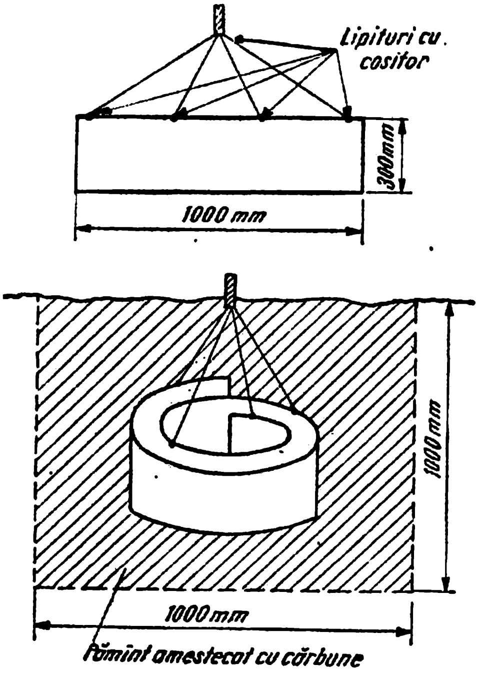


Fig. 1.4. Construcţia prizei de pămînt.

sau fier, curăţită cu material abraziv se montează un colier de cupru, strîns cu şurub de care vom lipi cu cositor firul ce va merge la masa de lucru. Această priză de pămînt o vom utiliza atît ca priză de masă în montajele noastre, cît şi ca protecţie la prize care avînd prevăzută o bornă de masă, va fi conectată la legătura cu pămîntul.

În micul laborator mai sînt necesare o serie de scule şi unelte. Pentru lucrări mecanice vom avea nevoie de următoarele:

1. *Trusă de şurubelniţe* cuprinzînd mai multe bucăţi, de mărimi diferite. Evident, vom procura atîtea cîte ne vor trebui, funcţie de scopul utilizării. Şurubelniţe mai deosebite putem să ne confecţionăm singuri. Astfel, o şurubelniţă utilă se poate confecţiona dintr-o spiţă de bicicletă de 25—30 cm lungime, ascuţită pe polizor sau pe alt material abraziv şi pe care o vom „îmbrăca" într-o bucată de tub izolant colorat.

O altă şurubelniţă utilă se confecţionează tot din spiţă de bicicletă şi cu ajutorul ei se pot prinde şuruburi în locuri greu accesibile. La spiţa de bicicletă se va lipi cu cositor, prin intermediul unei piese de legătură, un arc (fig. 1.5) ce are în interior o bucat de liţă de oţel flexibilă, ce o putem găsi la o frînă veche de bicicletă, de exemplu. Arcul va avea spirele nedistanţate (de la un biblioraft vechi). La celălalt capăt vom fixa, tot cu cositor, o piesă ce va susţine două lamele de arc *uşor distanţate.* Apropiindu-se cu mîna cele 2 lamele, acestea se pun în şliţul şurubului, iar odată mîna luată, şurubul nu mai cade din şurubelniţă, putînd astfel să ţinem şurubelniţa orizontal.

Pentru reglajul unor miezuri de ferită putem să ne confecţionăm şurubelniţe de reglaj din material dielectric, fibră, textolit etc., de dimensiuni

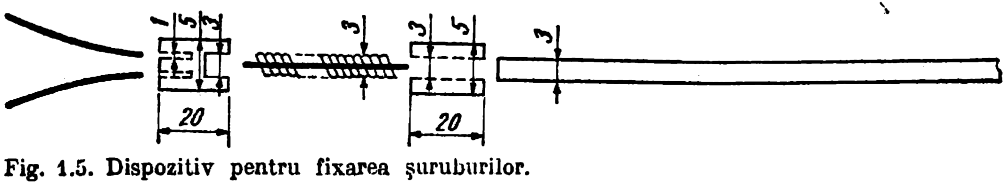


Fig. 1.5. Dispozitiv pentru fixarea şuruburilor.

dorite. În ce priveşte lucrările de mecanică, de mare precizie, vom putea utiliza şurubelniţe de ceasornicar (procurate din comerţ), cu mîner neizolat, aşezate în truse de cîte 7 bucăţi, de mărimi diferite.

2. ***Trusă de cleşti***, avînd diverse forme ale fălcilor: rotunde, semirotunde, plate, late, cu fălci încovoiate, precum şi unii cleşti mai specializaţi — oblic, de tăiat sîrme şi cleşte patent.

3. *Set de pile*. Vom avea nevoie de mai multe seturi de pile, pe care le vom procura pe măsură ce lucrările noastre se vor înmulţi. În tot cazul, vom avea nevoie de minimum două seturi: unul pentru metale mai moi: alamă, bronz, nichel etc., iar altul pentru fier şi alte materiale mai dure. Cele două seturi vor fi utilizate numai la materialul respectiv şi nu se vor amesteca între ele. O pilă ce a fost utilizată la lucru pe material dur nu mai „prinde“, nu mai taie bine atunci cînd se utilizează pe cupru sau alamă. Cu aceste pile, în tot cazul, nu se va lucra pe aluminiu sau plumb, ori materiale plastice, pentru a nu se încărca. Piesele ce vor trebui prelucrate vor fi curate şi nu vor avea urme de ulei sau vaselină — ce ar încărca, de asemeni, pila. Dacă totuşi pila s-a încărcat cu material, ea se mai poate curăţi prin spălare şi periere cu o perie de sîrmă, sau cu muchia unei bucăţi de alamă, frecînd-o, urmărind rîndurile de dinţi. În ce priveşte utilizarea acestor unelte vom ţine seama de unele recomandări:

— se va alege pila de lăţimea cea mai apropiată de suprafaţa pe care o avem de prelucrat, precum şi mărimea dintelui funcţie de cantitatea de material ce dorim s-o îndepărtăm;

— mărimea dinţilor depinde de duritatea materialului: cu cît materialul este mai dur cu atît dinţii vor fi mai mărunţi;

— piesa ce se prelucrează se va prinde neapărat în menghină şi numai în cazuri deosebite se va ţine cu mîna sau cu un cleşte;

— în caz că avem de prelucrat piese foarte mici, vom utiliza o menghină de mînă prinsă în menghina mare;

— nu se apasă prea puternic pe pilă, ci numai atît cît „să muşte“ din material;

— nu se pileşte decît în sensul de tăiere, la trasul pilei înspre înapoi pila culisînd doar pe piesa de prelucrat, pentru menţinerea direcţiei;

— pe toată cursa, pila se va ţine de preferinţă în poziţie orizontală;

— materiale moi ca: plumb, cositor, antimoniu, aluminiu etc. se vor pili cu pile cu dinţi mai mari, iar maselei plastice cu pile gen „raşpel“;

În pile nu se bate cu ciocanul, nu se prind în menghină, nu se montează în maşina de găurit.

4. *Penşete*. Se utilizează în largă măsură pentru apucarea unor piese mai mărunte, trasarea cablelor subţiri etc.

Pentru lucrări curente, pensetele prezintă pe fălci zimţi, au vîrfurile rotunjite şi sînt în general drepte. Se pot utiliza foarte bine pensete medicale. Cele utilizate la lucrări fine — pensete de ceasornicărie — au vîrfurile foarte ascuţite, nu prezintă zimţi pe fălci, secţiunea unei fălci fiind un trapez ce se îngustează din ce în ce pînă formează vîrful. Cu asemenea pensete se pot prinde grosimi şi de o zecime de mm, iar fălcile trebuie să calce perfect una peste cealaltă la strîngere. Pentru a nu se degrada vîrful, se păstrează înfiptă într-un dop uscat de plută. La instrumente de măsură magnetoelectrice se va lucra tot cu pensete de ceasornicărie, dar diamagnetice, confecţionate din tombac tare. Cu asemenea pensete se montează, se îndreaptă sau se reglează, de exemplu, arcurile spirale din instrumentele de măsură.

5. *Cuţite;* utilizate în diverse lucrări, cum ar fi: dezizolarea unor sîrme, tăierea unor hîrtii, cartoane, cauciuc, plastic etc. În general, un briceag bine ascuţit este suficient.

6. *Foarfeci:* necesare mai ales la tăierea unor bucăţi de carton sau tablă. Funcţie de lucrarea respectivă se pot utiliza foarfeci de la cele de unghii pînă la cele de tablă sau grădinărie.

7. *Ferăstraie.* Pentru lucrări mai mari în lemn vom utiliza un ferăstrău „coadă de vulpe". Pentru lucrări fine, o ramă de ferăstrău de traforaj, cu pînze aferente. La lucrări de tăiere în metal vom utiliza pînzele de tăiat metale; de asemenea, la lucrări mici vom utiliza pînze de traforaj pentru metal. La utilizare, vom avea grijă ca ritmul de tăiere să fie suficient de mic pentru ca pînza să nu se încălzească. În caz contrar, pînza — prin încălzire — se decăleşte şi se rupe.

8. *Dălţi.* Se utilizează pentru tăierea unor nituri, şuruburi sau la executarea unor decupări în tablă sau plastic. La lucrări în lemn se utilizează dălţi pentru lemn ascuţite numai pe o parte. Pentru lucrări în metal, dalta se ascute pe ambele părţi. Avem nevoie de o singură daltă, cu lăţimea de maximum 10 mm. În caz că lucrarea necesită o daltă mai mică, aceasta se poate confecţiona dintr-un burghiu de filetat rupt, sau dintr-un burghiu spiral, de asemeni, rupt.

În cazul decupărilor în tablă, se înscrie desenul de decupat pe tabla respectivă. Apoi aceasta se aşază pe un paralelipiped de plumb sau cupru. În momentul tăierii, dalta va întîlni metal moale şi va rămîne integră. În caz că întîlneşte un metal tare, gura se îndoaie şi se sparge.

9. *Dornuri.* Se utilizează în special la scoaterea unor ştifturi, la lărgirea unor orificii în tablă, în special, sau în piese diverse. Vîrful este format dintr-un cilindru cu un anumit diametru, care formează şi dimensiunea dornului. A se deosebi de punctator, la care vîrful se termină cu un con, cu vîrful în jos şi care serveşte la însemnări sau la formarea unui mic crater ce se practică înaintea executării unei găuri cu un spiral circular, pentru ca acesta să nu alunece pe piesă.

10. *Preducele:* piese cilindrice găurite în interior, avînd circumferinţa ascuţită ca o daltă de lemn (pe o parte) prezentînd lateral o fantă pe unde se extrage partea de material tăiată. Se utilizează la practicarea unor găuri în materiale mai moi sau subţiri: tablă, plastic, hîrtie, piele etc. Tăierea se execută ca la dălţi, utilizînd un suport de metal moale: plumb, cupru, aluminiu.

11. *Menghine;* utilizate pentru fixarea unor piese, în vederea prelucrării ulterioare ca pilire, găurire tăiere cu ferăstrăul, presarea unor piese ce se lipesc cu adezivi etc. Menghina potrivită pentru lucrările amatorului va fi de mărime mică, cu fălcile de 35—50 mm lățime și cel mai bine să fie demontabilă. O vom putea monta pe marginea mesei de lucru doar atunci cînd va fi cazul, nu încărcînd masa cu o piesă fixă ce nu o utilizăm permanent. În afară de această menghină de bază putem să ne procurăm unele menghine „de mînă", de dimensiuni mici, ce ne vor servi la lucrări fine. Menghina de mînă o vom putea fixa eventual în menghina de masă.

12. *Mașina de găurit* este una din sculele de bază din laboratorul electronistului amator. Există o serie de unelte specializate pentru acest lucru: mașini de găurit de mînă, de mai multe mărimi, coarbe, mașini electrice de găurit. Mașinile electrice de găurit pot avea ca anexă un suport ce se prinde pe bancul de lucru, mașina prinzîndu-se vertical și solidar pe acest suport. Prin aceasta se pot da găuri perpendicular pe piese de lucru. Pentru uzul amatorului, o mașină de găurit ce are o mandrină în care pot intra burghie spirale de maximum 6 mm este în general suficientă. Pentru găuri mici, pînă la 1,5—2 mm, putem să ne confecționăm o mașină de găurit electrică dintr-un motor de la o jucărie veche, o mașină de bărbierit scoasă din uz etc. Turația fiind mare se va putea utiliza la găurirea unor metale mai moi și nu prea groase. Mandrina se poate procura de la o mașină de găurit, de la un traforaj vechi.

În ce privește utilizarea mașinii de găurit, va trebui să știm că burghiele spirale — ca și pilele — se utilizează pe sorturi de material, funcție de unghiul de ascuțire al acestora. Burghiele spirale cu vîrf mai ascuțit se utilizează la materiale mai moi, iar cele cu unghi mai mare de ascuțire — mai boante — se utilizează la materiale mai dure.

13. *Fierul de lipit* este utilizat în vederea lipirii cu cositor a unor conexiuni, componente etc. Se fabrică în multe modele și puteri electrice și respectiv calorice. Pentru uzul curent este suficientă o putere de (20—30) W. În ce privește lucrul cu componente electronice moderne: tranzistoare, circuite integrate, diode cu cristal etc. avem nevoie de un ciocan de lipit cu o putere de maximum 20 W, avînd capul de lipire cu un diametru de maximum 4 mm. Pentru lipirea unor piese cu masă mare, acest ciocan de lipit nu mai este suficient, avînd nevoie de unul cu o putere de (80—100) W. Ciocanele de lipit cu o putere de la 30 W în sus sînt curente, găsindu-se în comerț. În ce privește ciocanele de lipit mai specializate, acestea sînt mai rare și vom da mai jos modul de construcție al unei asemenea scule. Construcția nu este prea ușoară, necesitînd unele materiale mai greu procurabile, utilizarea unor mașini unelte (strung) și, în general, o tehnicitate mare. Randamentul caloric este însă foarte bun și acest ciocan de lipit este cel ce se utilizează în prezent și la executarea celor mai pretențioase montaje pro-

fesionale. Ca materiale avem nevoie de sîrmă de rezistență CrNi ∅ = 0,05 mm oxidată ($R = 550\ \Omega/m$), bară de cupru ∅ 7—8 mm, L = 65—70 mm, țeavă de fier $\varnothing_{ext} = 3{,}5$ mm $\varnothing_{int} = 3{,}4$ mm. Cu mare atnție, această țeavă se poate confecționa la strung. Un izolator ceramic tip „macaroană", tubular, cu ∅ 2 mm orificiul, indiferent diametrul, dar mai mare ca 0,05 mm (diametrul sîrmei). Bară de textolit, fibră sau alt material care să reziste la căldură nu prea mare, ∅ = 12 mm, din care se va confecționa mînerul și piesa port-rezistență. O bucată de tub izolant țesut (varniș) din fibră de sticlă lăcuit, cu ∅ 2—2,5 mm. Acest tub izolant îl vom ține în flacăra lămpii de spirt pînă la arderea totală a lacului pe o porțiune de circa 70 mm, rămînînd doar împletitura de fibre de sticlă. Aceste materiale odată procurate, se poate trece la confecționarea ciocanului. Rezistența se bobinează pe „macaroana" izolatoare spiră lîngă spiră. Un capăt al bobinajului se trece prin orificiul izolatorului. Celălalt capăt — terminalul dinspre mîner — se fixează cu o picătură de lac pentru a nu se desface la montare. Acest ansamblu se îmbracă pe toată porțiunea izolatorului cu tubul țesut din fibră de sticlă. Cu aceasta, rezistența ciocanului este terminată.

Ea va avea o rezistență electrică măsurată cu ohmetrul adică în c.c., de $R = 3\,000\ \Omega$. „Macaroana" ceramică se poate obține din unele tuburi catodice defecte care au în interior asemenea izolatoare. Rămîne să construim piesele mecanice, așa cum sînt date cu cotele lor în figura 1.6. Țeava de fier se fixează în capul de textolit prin presiune — forțat —, iar bornele de conexiune ale rezistenței electrice se introduc, tot forțat, în suportul de textolit și sînt făcute din sîrmă de cupru, ∅ = 1 mm. Rezistența trebuie să intre greu în țeava de fier, dar nu forțat. Cablul de rețea se va alege subțire și flexibil, de o lungime potrivită. Ciocanul odată confecționat are o mare durabilitate și oferă satisfacții depline. Se pot confecționa și capete de lipire cu alte profile, dar nu prea depărtate de cotele arătate, pentru a nu scădea randamentul caloric. Se pot confecționa și capete de lipire de rezervă. Pentru ca durabilitatea capului de lipire să crească, cu acest ciocan de lipit nu se va utiliza pastă decapantă acidă, ci numai colofoniu. La lipirea cu aspirină, capul se va șterge eventual cu spirt (după răcire). Pentru mărirea durabilității capului de lipire, acesta se poate acoperi galvanic cu un strat de cadmiu.

Am mai spus că țeava de fier cu ∅ = 3,5 mm se poate confecționa, la strung, dar se poate obține, eventual, de la diverse dispozitive. O idee ar fi procurarea ei din corpul unei antene telescopice de radioreceptor. Unul dintre tronsoane va avea dimensiunea dorită. Fiind însă din alamă, suportul se va încălzi puternic, alama avînd conductibilitate mult mai mare ca a fierului. Pentru aceasta va trebui să confecționăm întregul suport din teflon sau să se atașeze țevii o bucșă de teflon care s-o izoleze termic de suport. În cazul că nu se găsesc dimensiunile exacte, se poate confecționa acest tip de ciocan de lipit cu piese majorate,

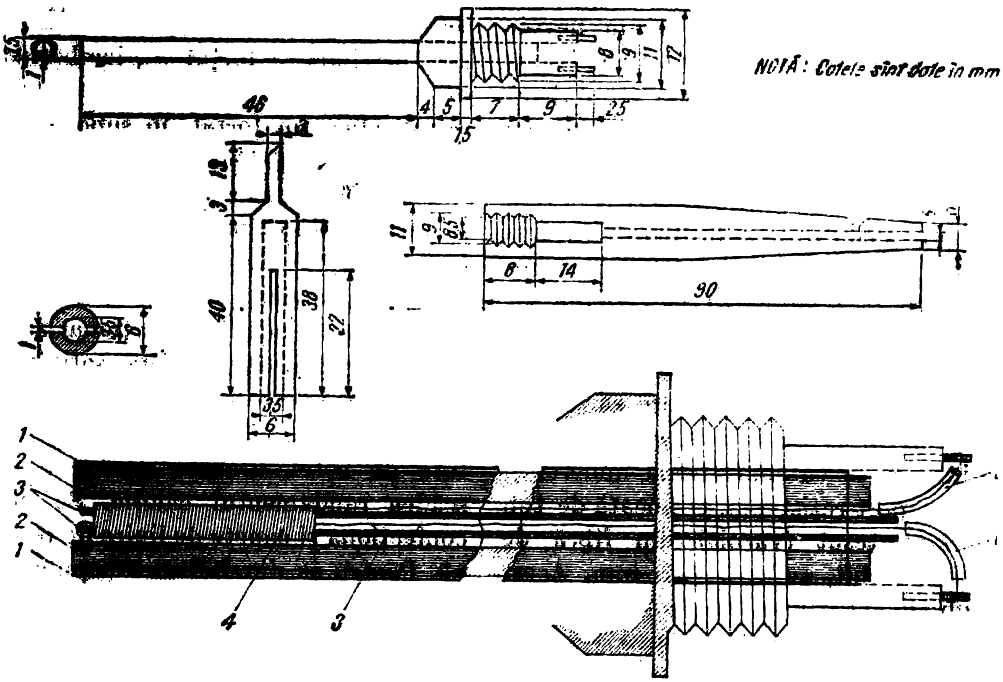


Fig. 1.6. Ciocan de lipit, de 18—20 W. 1 — țeavă de fier; 2 — tub izolator din fibră de sticlă; 3 — tub izolator ceramic pe care se bobinează rezistențele; 4 — sîrma de rezistență bobinată pe izolatorul ceramic; 5, 6 — contactele electrice ale rezistenței.

funcție de materialele utilizate. Se va avea grijă numai pe transferul energiei calorice și de absorbția acesteia de către capul de lipire precum și de puterea rezistenței electrice.

Un model de ciocan de lipit îl constituie și pistolul de lipit, ce funcționează pe alt principiu și anume pe încălzirea unei sîrme de cupru străbătută de un curent mare, dar de tensiune mică, provenind dintr-un mic transformator ce se găsește în cutia pistolului. Se încălzește foarte repede prin apăsarea pe un „trăgaci“, ce este de fapt un întrerupător. Avantajul constă în aceea că se consumă energie electrică numai atunci cînd se execută lipirea, în rest circuitul fiind întrerupt. Este util și practic la lucrări mai mari, în electronică și în special în electrotehnică. Însă nu se poate utiliza în electronică chiar peste tot. Capul fiind străbătut de curent este periculos. De aceea este interzis de a lipi cu pistolul unele circuite integrate și mai cu seamă tranzistoare cu efect de cîmp, pe care le distruge.

14. *Pompa de absorbit cositor* este o mică pompă aspiratoare, cu care cositorul topit de vîrful ciocanului de lipit este îndepărtat de pe piesele componente sau conexiunile respective, făcînd posibilă deslipirea acestora. Este absolut necesară în cazul tranzistoarelor, circuitelor integrate sau diodelor cu cristal, unde nu putem încălzi terminalele un timp prea îndelungat cu ciocanul de lipit fără distrugerea piesei

respective. Prin absorbția cositorului terminalul se poate deslipi lesne. În caz că nu se poate procura sau construi o asemenea pompă, plăcuța cu circuitul imprimat ce conține componenta dificilă se poate curăța de cositor cu ajutorul unei pensule pentru acuarele, cu care periem cositorul, topit de vîrful ciocanului de lipit. Metoda nu este deosebit de bună, cositorul întinzîndu-se pe plăcuță, murdărind-o cu cositor, pe care apoi va trebui să-l curățăm. Este însă o posibilitate.

În figura 1.7 se poate vedea o pompă de aspirat cositorul, cu cotele respective, pentru o eventuală construcție. În ce privește asamblarea pieselor confecționate, aceasta se va face în ordinea următoare:

1. Se montează arcul (*E*) prin înșurubare între piesele (*D*) și (*F*);
2. Acest ansamblu se introduce în corpul (*J*) prin partea posterioară (decupată);
3. Piesa (*I*) cu arcul (*N*) se introduce în (*G*), iar întregul ansamblu în orificiul lui (*D*) (*E*) (*F*);
4. Se apasă butonul (*I*) și se introduce axul (*A*) care se va înșuruba în filetul piesei (*F*), apoi se prinde șurubul de 3 mm în piesa (*G*) prin corpul pompei, pentru fixare;
5. Se apasă pe tija pompei, iar aceasta se va bloca în știftul piesei (*I*);
6. Se montează garnitura de cauciuc (*C*) cu șaiba sa (*B*) prin partea anterioară a pompei, după care se va pune șaiba de siguranță în locașul ei de pe ax;
7. Se montează prin înșurubare capul pompei (*L*), cu vîrful de textolit sau teflon în corpul pompei (*I*);
8. Se montează prin înșurubare butonul (*P*) de presare la axul (*A*).

Cu aceasta pompă de cositor este gata de funcționare.

15. ***Instrumente pentru măsurări mecanice:***

— *Șublerul*, cu care se măsoară dimensiuni cu o precizie de 1/10 mm, care reprezintă, în general, și clasa de precizie de măsură a instrumentului. Este format dintr-o riglă gradată pînă la 15—17 cm, gradarea făcîndu-se în [mm]. Apare ca o riglă. Pe această riglă se poate deplasa o culisă, avînd 10 gradații, care reprezintă zecimi de mm. Atît rigla, cît și culisa se termină cu fălci de măsură între care se prinde piesa. Pe partea opusă fălcilor de măsură prezintă o pereche de fălci pentru măsurători interioare — diametre —, iar la baza riglei, solidar culisei, prezintă o rigletă cu care se pot măsura adîncimi ale unor orificii. Este un instrument foarte mult utilizat în lucrări mecanice.

— *Șurubul micrometric* — instrument de măsură de mare precizie: 1/100 mm care reprezintă și clasa de precizie a instrumentului. Se măsoară dimensiuni diverse; în cazul nostru a unor diametre ale sîrmelor de bobinaj, ale unor folii subțiri etc.

— *Calibre* — cilindri de oțel special, avînd diametre calibrate cu precizii în general de 1/10 mm sau mai bine, cu care se măsoară diametrul unor orificii. În lucrările de amator se pot utiliza — cu mai mică precizie, evident — burghiele spirale.

Am trecut în revistă o serie de scule și unelte necesare. Desigur că un

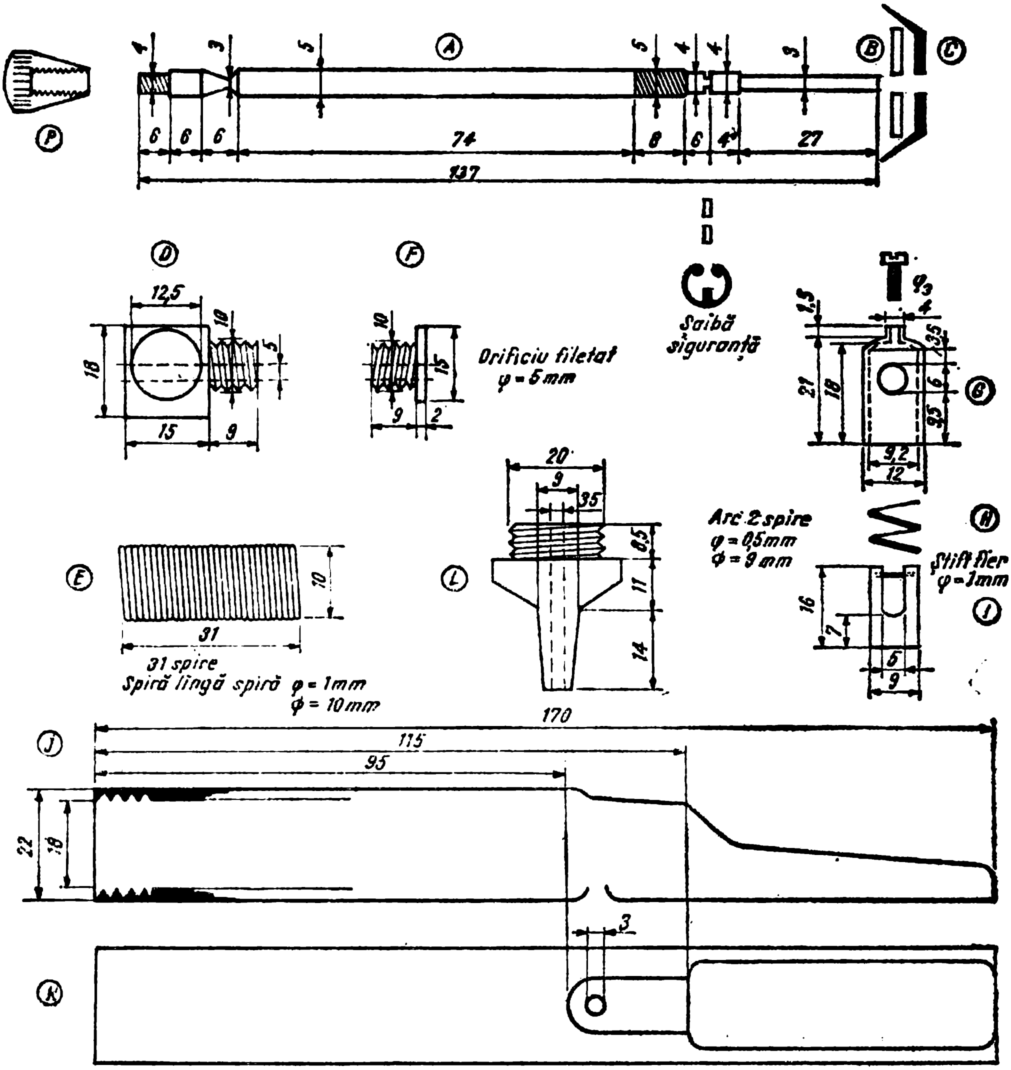

A
B
C
P
4
3
5
5
4
4
3
6
6
6
74
8
6
4
27
137
D
F
12,5
18
10
5
15
9
10
15
9
2
Orificiu filetat
φ = 5 mm
Şaibă
siguranţă
φ3
4
1,5
3,5
21
18
6
9,5
9,2
12
G
E
10
31
31 spire
Spiră lîngă spiră φ = 1 mm
ϕ = 10 mm
L
20
9
3,5
8,5
11
14
Arc 2 spire
φ = 0,5 mm
ϕ = 9 mm
H
Stift fier
φ = 1 mm
I
16
7
5
9
J
170
115
95
22
18
3
K

Fig. 1.7. Pompă pentru absorbirea cositorului topit. A — axul pompei; B — şaibă; C — garnitură de cauciuc; D — piesă pentru fixarea butonului; E — arc pompă; F — piesă pentru fixarea arcului şi axului; G — suport buton; H — arc buton; I — buton; J, K — corp pompă; L — cap pompă.

amator începător nu posedă asemenea dotare pretenţioasă. În decursul timpului însă va trebui să tindă spre a avea pe panoul sau în sertarele micului laborator personal măcar o serie dintre cele amintite şi anume acelea ce-i sînt mai de folos în lucrările sale. Important este ca ceea ce posedă să poată să fie folosit corect, cu randament maxim, să nu-şi strice uneltele în timpul lucrului şi să nu-şi rănească mîinile.

Capitolul 2

MATERIALE FOLOSITE DE ELECTRONISTUL AMATOR

fiz. MIRCEA SCHMOL

MATERIALE IZOLATOARE

În construcţiile lor, amatorii utilizează o serie de materiale pe care le putem împărţi în izolatoare şi conductoare. În prima clasă pot fi integrate următoarele, mai des folosite:

— *Lemnul*, sub formă de scînduri (subţiri, înguste, late), leaţuri şi şipci, sau prelucrat sub formă de placaj, panel sau plăci aglomerate. Este higroscopic şi se utilizează uneori impregnat cu diverse substanţe petroliere, uleiuri, parafină uleiuri sicative (ulei de in, de exemplu), iar la exterior se poate acoperi cu lacuri sau vopsele. Impregnarea se poate face la cald, prin fierbere şi uneori la presiune. Placajul este format din plăci subţiri (1—2 mm) aşezate una peste alta, pînă la obţinerea grosimii dorite, între ele, lipindu-se cu diverse cleiuri, funcţie de destinaţia placajului. Fibrele plăcilor constituente se aşază perpendicular una peste cealaltă, după care se aşază totul la presă pînă la uscare. Prin acest mod de construcţie, placajul nu lucrează — nu se strîmbă în timp. Funcţie de natura cleiului cu care sînt lipite plăcile între ele şi de impregnarea făcută, există placaje care rezistă şi la apă. Se utilizează la confecţionarea casetelor, cutiilor, suporturilor, cutiilor de rezonanţă şi uneori a şasielor.

— *Hîrtia*. Se utilizează frecvent, în special hîrtia de orez (impregnată sau nu), ca izolator între straturile de sîrmă ale transformatoarelor, inductanţelor etc. Pergamentul — în acelaşi scop. Hîrtie natron (carton electrotehnic) — la confecţionarea unor carcase, de exemplu, duplex, triplex etc., din care se pot face şaibe, cutii şi multe altele.

Hîrtia fiind şi ea higroscopică se poate impregna cu o serie de lacuri, vopsele, uleiuri. O serie de piese se pot confecţiona din foiţă unsă pînă la înmuiere cu un clei, aşezate una peste alta pînă la obţinerea grosimii dorite, puse apoi într-o matriţă şi presate pînă la uscare. Se obţin piese „dintr-o bucată“.

— *Pertinax*-ul se fabrică în sistemul de mai sus, dar foiţele sînt unse cu lac de bachelită, apoi foarte puternic presate şi tratate termic. Este foarte dur, puţin higroscopic, se fac din el suporţi reglete, socluri. Pînă la anumită temperatură este termorezistent.

— *Textolit*-ul (fibră). Dacă în loc de foiţe de hîrtie se va utiliza, de exemplu, tifon, după întărirea lacului sau a rășinii utilizate, dacă ansamblul este tratat termic și presat, se obține o masă dură, de culoare maron deschis, care se prezintă sub formă de plăci de diferite grosimi, bare sau piese confecționate prin matrițare. Se utilizează în diferite locuri și se poate prelucra mecanic. Fiind dur, se pot confecționa din textolit unele piese de mișcare, cum ar fi: axe, roți dințate etc. Roțile dințate pot funcționa în regim sărac de ungere și sînt silențioase.

— *Cauciucul natural* se utilizează în diverse scopuri: vulcanizat normal (5% sulf) este elastic, impermeabil la temperaturi moderate, dar la variații mari nu este rezistent. Este atacat de substanțe petroliere, acizi și baze. Din cauciuc se confecționează suporți elastici, garnituri de etanșare, șaibe elastice, izolatoare pentru cable etc.

— *Ebonita*. În cazul în care cauciucul natural se vulcanizează cu 30—40% sulf, materialul rezultat este dur și poate fi prelucrat mecanic sau turnat. La temperatură mai mare de 50—60°C se înmoaie și deformîndu-se nu mai poate fi utilizat. Bun izolator la frecvențe mici și puteri medii.

— *Policlorura de vinil*. Material plastic, incolor sau colorat cu coloranți diverși. Nu este higroscopic și este elastic, rezistent la acțiunea produselor petroliere, alcoolului, acizilor și bazelor slabe. Se utilizează ca izolator în diverse locuri, în special la izolarea unor conductoare.

— *Polietilena*. Material elastic, nehigroscopic, dar atacat de acizi.

— *Plexiglas*-ul este un material dur, transparent sau uneori colorat cu coloranți diverși. Bun izolant, dar nu rezistă la temperaturi ridicate. Se poate prelucra mecanic și se poate lipi bine cu cloroform, iar lipitura este trainică. Se confecționează casete, cutii, comutatoare, suporți, reglete etc.

— *Polistirenul* este un bun izolator, în special la frecvențe ridicate, dar nu rezistă la temperaturi superioare lui 80°C. Este solubil în tetraclorură de carbon, benzen, acetat de amil, cu care se poate și lipi. Dizolvat într-unul din solvenții săi, poate fi utilizat ca lac izolant la I.F.

— *Produse petroliere:*

neofalină — bun solvent, utilizat la curățirea de grăsimi a unor contacte;

petrosin — pentru diluarea unor vopsele, lacuri;

petrol lampant — la curățirea ruginii de pe fier;

uleiuri — la ungerea unor suprafețe sau a pieselor de mișcare;

vaseline — la ungerea unor piese de mișcare, protecție de rugină a unor suprafețe;

ulei de transformator — ca izolant și masă de răcire la unele transformatoare de mare putere, la impregnarea unor hîrtii, lemn etc.

parafina — ca izolator la unele capacitoare, transformatoare, impregnarea lemnului etc.

Observație! Se atrage atenția că benzina de automobil nu este indicată la curățirea unor contacte. Conținînd dizolvat tetraetil de plumb, la uscare acesta rămîne sub formă de pulbere pe piesa respectivă.

LACURI, VOPSELE, CHITURI

— *Lacurile* sînt lichide vîscoase, provenind din dizolvarea unor substanțe — în general izolante — în solvenți și care au proprietatea că formează o peliculă protectoare după ce solventul respectiv se evaporă complet.

— *Vopselele* au proprietatea că solventul fiind sicativ, acesta se usucă — se oxidează —, rămînînd împreună cu substanța colorantă pe piesa protejată, formînd, de asemeni, o peliculă protectoare.

— *Chiturile* sînt substanțe în general de consistența plastilinei, sau mai fluide, cu care se pot nivela unele porțiuni de suprafață rugoasă, se pot etanșa o serie de piese etc.

Dintre aceste substanțe, unele le putem procura din comerț, altele le putem prepara singuri.

— *Lac de bachelită*, utilizat în special la fixarea spirelor de sîrmă din transformatoare, motoare electrice, fixarea — lipirea — unor metale pe diverse suporturi rezistente la temperatură etc. Piesele respective se încălzesc și se scufundă în lac, pentru ca aceasta să pătrundă printre spațiile libere. După ce se scot, se lasă la scurs, iar apoi se introduc în cuptor, unde se coc. Lacul, polimerizînd mai repede cu ajutorul căldurii, devine foarte tare și fixează piesele una de alta.

— *Lac asfaltic*, rezistent la umiditate și căldură. Se utilizează și la protecția aparaturii care lucrează în aer liber. Se poate prepara după rețeta următoare: ulei 27%, bitum 31%, rășină 0,9%, ulei de in 0,1% care se dizolvă într-o soluție formată din terebentină 5% și xilol 36%. Acest lac se usucă în cuptor la 100–110° C.

— *Lac de nitroceluloză* (nitrolac). Se utilizează la acoperirea unor suprafețe de lemn sau metal. Nerezistent la căldură. Solventul este acetona, amilacetatul sau etilacetatul. Se usucă în aer la 15—23° C.

— *Lac de polistiren*. Rezistent la umezeală, dar nerezistent la căldură. Se utilizează la lipirea pieselor de polistiren și la izolarea unor componente ce lucrează la Î.F.

Se prepară din polistiren 15—50%, iar solventul este un amestec de benzen și xilol în părți egale 50—85%. Se usucă în aer la 15—20° C.

— *Lac de șelac*. Se utilizează la impregnarea carcaselor de carton ale inductanțelor, fixarea spirelor de sîrmă a unor bobine, acoperirea unor suprafețe de lemn. Compoziția: șelac 58%, alcool etilic 42% sau șelac 15%, alcool etilic 85%.

CLEIURI

Substanțe care servesc la lipirea unor piese. Dintre acestea, multe se pot găsi gata preparate, cum ar fi cleiul de oase (pește), clei rece, aracetin, napodez, lipinol, stirocol, pastă albă de lipit și multe altele. În unele cazuri, o serie de asemenea cleiuri se pot prepara de amator.

— *Clei pe bază de celuloid*. Celuloid tăiat în bucățele, peste care se toarnă acetonă. Prin dizolvare se obține un lichid de consistența mierii de albine. Piesele se ung cu acest clei, se țin presate pînă la uscare la temperatura camerei. Se pot lipi unele piese din plastic, carton sau piele;

— *Clei „universal"*. Se prepară în felul următor: 15 părți zahăr și 36 părți apă distilată se ține la foc pînă la fierbere, apoi se adaugă 2 părți var nestins proaspăt calcinat. Se dau cîteva clocote, după care se ia vasul de pe foc și se ține la loc răcoros 2—4 zile. După un timp se separă un lichid vîscos deasupra unui sediment calcaros. Se decantează, iar lichidul vîscos se toarnă în sticluțe. Lipește foarte bine, avînd caracteristicile cleiului de pește și se păstrează ani de-a rîndul în sticlă cu dop, la loc răcoros;

— *Clei pentru lipit metal pe sticlă.* Se presară bucățele de piatră acră (de bărbierit) între piesele ce trebuiesc lipite. Se încălzește ansamblul cu atenție la lampa de spirt sau cu ciocanul de lipit pînă cînd piatra se topește, devenind lichidă. Atunci se întrerupe încălzitul, piesele presîndu-se una peste alta. Cînd se solidifică piatra acră, piesele rămîn lipite. Aceste piese nu vor fi ținute în apă sau umezeală pentru că se vor deslipi. Este metoda de lipire a garniturii de metal ce se prindea — pe vremuri — de rezervorul de sticlă al vechilor lămpi de gaz...;

— *Clei pentru lipit metal pe sticlă*:

a) lamele de șelac amestecate cu cretă pisată: 1 parte cretă la 2 părți șelac. Se încălzesc piesele între care s-a pus amestecul la lampa de spirt. După topirea șelacului piesele rămîn lipite;

b) lac de șelac: 40% șelac lamele, 60% alcool etilic. La dizolvare se adaugă ipsos proaspăt pînă la consistența smîntînii. Se pune o cantitate între piesele ce trebuie lipite, care se țin apoi presate 24 ore. Este rezistent la căldură (cleiul cu care erau lipite becurile electrice de culotul metalic);

— *Clei pentru lipit lemn pe metal*— 10 părți clei de oase de bună calitate se fierb cu 10 părți șelac lamele. Se adaugă 10 părți cretă pisată. Se utilizează fierbinte, după ce metalul a fost prelucrat, prin practicarea unor rugozități, cu ajutorul unei hîrtii abrazive.

— *Clei pentru lipit sticlă pe sticlă sau metal pe sticlă*: 1 parte fluorat de calciu se amestecă cu 1 parte pulbere fină de sticlă (făină) și cu 1 parte silicat de sodiu. Se încălzește și se întinde cald peste locurile de lipit. Piesele se presează constant, iar surplusul se îndepărtează. După cîteva zile cleiul se întărește, devenind tare ca sticla;

— *Clei pentru lipit piele și carton*: 3 părți gelatină (alimentară) și 2 părți clei de pește. Se fierb împreună și se lasă să se răcească pînă cînd pasta începe să se tragă în fire. Se aplică pe locurile de lipit în stare caldă. Este adezivul care se utilizează și la lipirea curelelor de transmisie ale unor mașini unelte;

— *Clei pentru lipit fier pe fier*: 90% pilitură foarte fină de fier neoxidată (neruginită), 1 parte floare de sulf, 1 parte azotat de amoniu (țipirig). Se amestecă cu apă și se prepară astfel un terci care trebuie folosit imediat, cele două piese fiind curățate în prealabil;

— *Clei pentru lipit hîrtie.* Se amestecă 2—3 lingurițe cu vîrf de făină de grîu cu 300 ml apă, avînd grijă să nu se formeze cocoloaşe. Se amestecă bine pînă la omogenizare. Se lasă să stea liniştit 10—15 minute, separîndu-se un lichid aproape transparent de un sediment grăuncios de tărîțe. Lichidul îl decantăm într-un ibric, îl fierbem mestecînd continuu cu o lopăţică din lemn. Atunci cînd compoziţia capătă consistenţa smîntînii oprim încălzirea şi avem grijă să amestecăm în compoziţie puţin camfor sau acid salicilic pentru conservare. Se toarnă fierbinte în cutii. La utilizare se ung cele două piese de hîrtie şi se lasă puţin timp la uscat, pînă cînd pasta întinsă încă mai lipeşte. Atunci se suprapun piesele şi se ţin la presă pînă la uscare.

MATERIALE METALICE

În domeniul de activitate al electronistului amator se utilizează o serie largă de materiale metalice. Cîteva caracteristici ale unor metale mai importante pentru amatori le putem vedea în tabelul 2.I.

În general, metalele sînt bune conducătoare de căldură şi de electricitate, iar ca stare de agregare sînt solide, în afară de mercur care este lichid la temperatura normală. Din tabelul 2.I se vede că rezistivitatea celor cîteva metale menţionate diferă. Funcţie de această caracteristică se aleg metalele cele mai potrivite pentru scopul urmărit. Astfel, metalul folosit pentru sîrma de conexiuni, de bobinaj sau pentru stratul depus pe plăcuţe, pentru a fi transformate în circuite imprimate, va trebui să aibă o rezistivitate cît mai mică. Din tabel vedem că putem alege argintul şi cuprul. Diferenţa de rezistivitate este mică, însă cea de preţ... cam mare, motiv pentru care conductoarele normale se fac din cupru. Astfel, pentru conexiuni convenţionale vom utiliza sîrmă de conexiuni izolată

Tabelul 2.I

Materialul	*Rezistivitatea (la 20° C)* $\rho_{20}[\times 10^{2}\ \Omega\ mm^2/m]$	*Coeficient de variație a rezistenței cu temperatura* $\alpha[\times 10^{-3}/°C]$	*Densitatea* $\gamma[kg/dm^3]$	*Temperatura de topire* $\theta_t[°C]$
Alamă	**7,1 ... 5**	**1,3 ... 2**	**8,9 ... 8,73**	**890**
Aluminiu	**2,941**	**4,00**	**2,647**	**660**
Argint	**1,6**	**3,6 ... 4**	**10,5**	**960**
Cupru	**1,748**	**3,93**	**8,735**	**1 080**
Fier	**10,0 ... 15,0**	**6,57**	**7,86**	**1 535**
Nichel	**8,68 ... 9,52**	**4,4 ... —6,9**	**8,9**	**1 455**
Plumb	**20,8**	**4,28**	**11,34**	**327**
Staniu	**11,4**	**4,4**	**7,3**	**232**
Wolfram	**5.55**	**4,68**	**19.32**	**3 370**
Zinc	**5,92**	**4,19**	**7,14**	**419**
Mercur	**95,8**	**0,9**	**13,546**	**—38,87**

cu PVC, cu un diametru exterior de 1,5—3 mm, iar diametrul firului metalic între 0,3—0,8 mm. Industria românească produce asemenea materiale, ca și cablu lițat pentru conexiuni, izolat cu PVC sau cauciuc, avînd secțiunea între 0,196 mm² și 2,545 mm², cu un număr de 7 fire. De asemeni, vom mai putea utiliza, în diverse montaje cabluri flexibile, ecranate, cabluri de radiofrecvență, coaxiale, cordoane diverse cu unul două sau trei fire etc. În lucrările de amatori se utilizează și sîrme de bobinaj izolate cu email. Cîteva caracteristici ale acestora, fabricate de industria noastră, sînt prezentate în tabelul 2.II.

Emailul cu care sînt izolate firele prezintă următoarele caracteristici (după codificările industriei românești):

— cod M — rezistent la solicitări mecanice ridicate (email polivinilacetal);
— cod N — rezistent la solicitări mecanice normale (izolat cu email poliamidic);
— cod S — autosudabil (izolat cu email poliuretanic);
— cod T — rezistent la solicitări termice ridicate (izolat cu email poliesteric (indice de temperatură 155), poliesterimidic (indice 180) sau poliimidic (indice 220);

Tabelul 2.II

Ø interior *d*[*mm*]	*Ø exterior (cu izolație)* d_{iz}[*mm*]	*Secțiunea* *S* [*mm*²]	*Rezistivitatea la 20°C* $\rho_{20°}$[Ω/*m*]	*I*max/*10*³	*I*max/*10*³
				*2A/mm*²	*3A/mm*²
0,05	0,068	0,00196	8,85	3,9	5,9
0,07	0,092	0,00385	4,52	7,7	9,6
0,10	0,123	0,00785	2,21	15,7	23,6
0,12	0,149	0,01131	1,537	22,6	34,0
0,15	0,180	0,01767	0,983	35,3	53,0
0,18	0,210	0,02545	0,682	51,0	76,5
0,20	0,231	0,03142	0,552	62,9	94,3
0,22	0,255	0,03801	0,457	76,0	114,0
0,25	0,285	0,04909	0,354	98,0	123,0
0,28	0,317	0,06158	0,282	122,0	185,0
0,30	0,337	0,07069	0,245	141,0	212,0
0,35	0,394	0,09621	0,1806	192,0	289,0
0,40	0,444	0,1260	0,1383	252,0	378,0
0,45	0,501	0,1590	0,1092	318,0	477,0
0,50	0,551	0,196	0,0885	392,0	590,0
0,75	0,81	0,442	0,0394	882	1 331
1,00	1,087	0,785	0,0221	1 570	2 360
1,50	1,595	1,767	0,00984	3 530	5 300
2,00	2,100	3,142	0,00586	5 290	9 430

- cod F — rezistent la agenţi frigorifici (izolat cu email polivinilacetal);
- cod U — rezistent la ulei de transformator (izolat cu email polivinilacetal);

Evident, industria noastră fabrică şi alte diametre de sîrmă pentru bobinaj, dar au fost date cîteva mai des utilizate.

În ce priveşte sîrma pentru confecţionarea unor rezistoare bobinate, se dau în tabelul 2.III datele mai importante ale unor aliaje de mare rezistivitate.

În lucrările de amator se utilizează diverse metale nu numai sub formă de sîrmă, ci şi sub formă de tablă, bare, profile etc. Printre acestea vor exista şi o serie de aliaje ale căror proprietăţi sînt date în tabelul 2.IV.

Din metale se vor confecţiona şasie, suporturi, cutii, distanţiere etc. Acestea vor fi prelucrate după tehnicitatea de care dispunem şi după sculele ce le avem. Dar, o serie de metale le vom utiliza ca atare şi va trebui să cunoaştem cîteva caracteristici ale acestora. Este vorba de materialele magnetice. În general, materialele cu permeabilitate mare prezintă o forţă coercitivă mică şi pierderi prin histerezis mici. Se utilizează ca miezuri la bobine, transformatoare şi sînt de cele mai multe ori sub formă de tablă, din care se taie la ştanţă tole, izolate una faţă de cealaltă cu hîrtie sau lac. Avem aşadar: *oţel electrotehnic* (aliaj de fier şi siliciu), ce se prezintă sub mai multe calităţi, funcţie de cantitatea de siliciu din aliaj. Oţelul silicios, laminat la rece, prezintă o mare permeabilitate şi se fabrică sub formă de tablă, mai subţire (0,03 mm), din care se fac tole cu proprietăţi magnetice bune mai ales pe direcţia de laminare.

Alte aliaje magnetice ale fierului sînt cele cu nichel: *permaloy*, *hiperm*,

Tabelul 2.III

Aliajul	*Compoziţie* [%]	*Rezistivitate la 20°C* $\rho_{20}[\Omega mm^2/m]$	*Coeficient de variaţie al rezistivităţii cu temperatura* $\alpha\,[\times 10^6/°C]$	*Temp. de topire/temp. de lucru* $\theta_t\,[\times 10^6/°C]/\theta_l[°C]$	*Utilizare*
manganină	Cu 86, Mn 12; Ni 2	0,42	5 ... 10	960/60	rezistenţe etalon, măsură
nichelină	Cu 66, Ni 34	0,4	20	1 230/250	reostate
constantan	Cu 60, Ni 40	0,44 ... 0,52	5	1 270/400	reostate, termocuple
alpaca	Cu 60, Ni 15, Zn 25	0,3 ... 0,4	270 ... 360	—/2—300	rezistenţe bobinate, reostate
aur crom.	Au 60, Cr 40	0,33	1	—	rezistenţe de precizie
argint-mangan-staniu	Ag 82, Mn 10, Sn 8	0,5	0	—	rezistenţe de precizie

Tabelul 2.IV

Aliajul	*Compoziţia (în procente)*									
	Cu	*Zn*	*Pb*	*Sn*	*An*	*Al*	*Fe*	*Ni*	*P*	*Diverse*
Bronz de aluminiu	98—82	—	—	—	—	2—18	—	—	—	—
Bronz	80—83	—	—	20—17	—	—	—	—	—	—
Cositor-argint	—	—	—	95	—	—	—	—	—	Ag 5
Alamă	80—57	20—43	—	—	—	—	—	—	—	—
Alamă dură	60—56	37,5—43	2,5—1	—	—	—	—	—	—	—
Alamă albă	50—20	32—8	2,0	0,4	—	—	—	—	—	—
Bronz cu nichel	50—70	—	—	—	—	—	—	—	50—30	—
Alamă cu nichel	50	39,4	0,1	—	—	—	0,5	10	—	—
Bronz de fier	86—90	0—4	—	7—11	—	—	—	—	0,1—0,8	—
Bronz aur	70	9	7	9	—	—	5	—	—	—
Tombac	80—95	20—5	—	—	—	—	—	—	—	—
Metal alb	5—9	—	—	85—73	10—18	—	—	—	—	—

care au o valoare foarte mare a permeabilităţii. Caracteristic este faptul că un miez din acest aliaj nu admite un curent mare de premagnetizare, din cauză că în prezenţa unui cîmp magnetic continuu de valoare mare, permeabilitatea sa scade. Nu se utilizează la frecvenţe ridicate tot din cauza scăderii permeabilităţii.

În tabelul 2.V. sînt prezentate cîteva caracteristici ale materialelor magnetice „moi“ fabricate în ţară:

Tabelul 2.V

Denumirea	*Compoziţia (în procente)*	*Permeabilitate relativă*	
		iniţială	*maximă*
Fier-siliciu	Fe 95; Si 4	450	8 000
Alsifer	Fe 85; Si 9; Al 6	30 000	120 000
Permaloy	Fe 21,5; Ni 78,5	8 000	10 000
Crom permaloy	Fe 17,7; Ni 78,5; Cr 3,8	12 000	60 000
Dinamax	Fe 32,7; Ni 65; Mo$_2$Mn 0,3	—	1:530 000
Vanadiu permendur	Fe 49; Co 45; U 2	800	100 000
Megaperm	Fe 25; Ni 65; Mn 10	6 020	31 400

În ce priveşte materialele magnetice dure, din acestea se fac tot felul de magneţi, iar caracteristica lor este că posedă o forţă coercitivă mare. Calitatea magnetului este dată de relaţia BH/8π. În tabelul 2.VI sînt prezentate cîteva aliaje mai des utilizate, fabricate de industria noastră.

Miezurile bobinelor. În tehnica ceva mai veche erau utilizate materiale magnetodielectrice: ferocart, alsifer, magnetită presată, oxifer. Acestea erau formate din pulbere de fier, de diferite granulaţii şi concentraţii, funcţie de caracteristicile urmărite, înglobate într-un liant dielectric şi presate în forme diferite: şuruburi, cilindri, oale, bare, inele etc.

Acum se utilizează, din ce în ce mai mult, feritele, care au permeabilitate mai mare, un ciclu de histerezis îngust, un cîmp coercitiv redus. Tehnologia se apropie de cea a ceramicii, fiind constituite din oxizi metalici sinterizaţi. Caracteristicile feritelor sînt multe şi mai complicate. Cîteva dintre ele le putem enumera: factor de pierderi prin histerezis, temperatură Curie, coeficient de creşterea permeabilităţii, rezistenţa în c.c., densitatea, magnetostricţiunea longitudinală, transversală şi de volum etc. În ţara noastră se fabrică o serie de ferite, codificate cu majuscule, de pildă

Ferite tip ELFERIT A şi B, avînd codurile: A_1—A_8, A_{51}, A_{52}, B_1 şi B_2 (vezi şi capitolul „Bobine").

Aplicaţii: — miezuri diverse pentru receptoare radio şi tv, filtre, trafo impuls (cod A);

— antene canelate (cod A_1), miezuri jugulare (cod A_2), trafo pentru final linii tv (cod B_1 şi B_2) etc.

Feritele tip D_1—D_8 şi E_1—E_2 şi F_4 prezintă o gamă largă de frecvenţe, funcţie de cod, între 0,5 MHz — 300 MHz. Sînt ferite de tip „PERMINVAR“ (în afară de D_1) şi se utilizează ca miezuri diverse pentru radioreceptoare şi receptoare tv (cod D_3—D7).

Miezuri pentru rotactoare, cod D_1 ($f = 30—200$ MHz), miezuri pentru trafo simetrizare (cod D_2), miezurile variometrelor radioreceptoarelor pentru automobil (cod D_8), antene diverse (cod E_1, E_2) şi miezuri pentru circuite de bună calitate termică (cod F_4).

Tabelul 2.VI

Materialul	*Compoziţia (în xrocente)*	*Inducţie remanentă (B)*	*Cîmp magnetic coercitiv (H)*
Oţel Cr	Co 9; Cr 3,5; Mn 0,4; Fe 95,2	0,98	5,6
Oţel Co	Co 9; Cr 5; W 5; Co 35; Fe 53,1	0,9	20
Vioaloy	Co 52; V 10; Fe 38	0,9	23,8
Alnico	Co 32; Ni 15; Al 8; Cu 5; Fe 40	0,78	88
Cunife	Cu 60; Ni 20; Fe 20	0,56	48
Aliaj Pt-Co	Pt 77; Co 23	0,68	344
Vectolit	$Fe_2O_3 \div 30$; $Fe_3O_4 \div 44$; $Co_2O_3 \div 26$	0,16	71,6

Ferite magnetice moi tip ELFERIT-G (ferite GHD);

Aplicații: — miezuri pentru memorii (cod G_1—G_5);
— miezuri pentru comutație (cod G_6—G_7).

Ferite magnetice moi tip ELFERIT-H:

Aplicații: — traductoare pentru emisia și recepția ultrasunetelor (cod H_1 și H_2).

Miezurile de ferită sînt fabricate și sub formă cilindrică, cu și fără filet. Cele cilindrice fără filet au diametrele următoare: 2,5; 3; 4; 5; 6; 10 [mm] și lungimea de la 8,5 mm la 38 mm. Cele filetate au dimensiunile de la 3,8 mm la 6,6 mm diametru și lungimea de la 10 la 18 mm.

În ce privește antenele de ferită, vezi capitolul „Bobine“.

MATERIALE DIVERSE

Dar, pe lingă cele văzute pînă acum, vom avea nevoie în lucrările noastre de încă multe, multe piese și materiale. Mai întîi comutatoarele, cu care se pot întrerupe porțiuni de circuit sau se pot comuta circuite întregi. Cele folosite în electronică sînt de tipuri diferite și sînt așa de multe încît vom enumera doar cîteva, produse de industria românească, respectiv uzinele „CONECT“ București. În acest domeniu există o oarecare standardizare și, de aceea, comutatoarele fabricate la noi pot fi întîlnite și în aparatura străină. Vom vedea acum cîteva caracteristici ale acestor piese:

a) *Comutatoare basculante* (seria KB), avînd ca aplicație specifică conectarea și deconectarea de la rețea. Rezistența minimă de izolație cuprinsă între 2 MΩ și 10^3 MΩ, funcție de tip. Anduranța (numărul minim de acționări sub sarcină) = 10^4 acționări;

b) *Comutatoare rotative normale* (seria KRN), cu 2—12 poziții, prezintă 1—12 galeți, iar fiecare galet prezintă 1—3 circuite. Modul de lucru este prin scurtcircuitare sau alegere. Contactele sînt confecționate din aliaj de argint sau tombac aurit, ori argintat — după tip. Anduranța: 40 000 acționări, iar rezistența minimă de izolație 10^8 MΩ.

c) *Comutatoare de translație liniară* (seria KTL), cu 2—3 poziții, avînd contact comun sau contacte independente cu scurtcircuitare sau alegere. Anduranța minimă: 10^4 acționări, iar rezistența minimă de izolație 10^4 MΩ.

d) *Comutatoare decadice miniatură*, avînd afișare zecimală sau binară și ieșire zecimală sau binară, avînd rezistența de izolație minimă 10^3 MΩ. Se utilizează în instalații și aparatură profesională.

e) *Comutatoare claviatură* (seria KAD), avînd clape normale sau tip pian și element de rapel (deblocare). Prezintă 2, 4 sau 6 circuite. Anduranța: 10^1 acționări și rezistența de izolație 10^4 MΩ.

Am enumerat doar cîteva dintre produsele de acest tip. Iată și cîteva tipuri de conectoare fabricate, de asemenea, de „CONECT“—București.

a) conectoare pentru circuite imprimate simplu placate. Prezintă o rezistență de izolație de 5×10^5 MΩ, anduranţă 500 cicluri. iar contactele sînt acoperite galvanic cu nichel (2 μm) şi aur (0,4 μm).

b) conectoare pentru circuite dublu placate. Prezintă o rezistenţă de izolaţie de 5 ×10^5 M Ω, anduranţa 500 cicluri. Contactele sînt, de asemeni, acoperite cu nichel şi aur. Grosimea plăcii cu circuite imprimate este de [1,6 ± 0,1] mm;

c) conectoare paralelipipedice, de montaj, prezintă pereche asamblat cu carcase cablu. Se utilizează la conectarea cablu-cablu sau cablu-aparat cu 9, 15, 25, 37 sau 50 contacte;

d) conectoare axiale, seria BNC, avînd impedanţa 50 Ω, putînd fi utilizat la frecvenţe între [0—50] GHz, dar se recomandă utilizarea între [0—4] GHz, iar tensiunea maximă 1 kV. Rezistenţa de izolaţie: 5 × ×10^3 M Ω. Capacitate: 5 pF. Rezistenţa la şocuri mecanice: 50 g. Se montează cu cablu coaxial izolat în polietilenă şi se utilizează în interconectări aparat-cablu şi cablu-cablu în joasă şi înaltă frecvenţă;

e) conectoare pentru difuzor, prezintă perechi: priză de montat pe aparat şi fişă de montat pe cablu. Rezistenţa de izolaţie 10^3 M Ω, anduranţa: 1 000 acţionări. Se utilizează la racordarea difuzoarelor suplimentare, a incintelor acustice (boxelor) la radioreceptoare sau amplificatoare;

f) conectoare pentru audiofrecvenţă sau antenă, prezentînd pereche: priză şi fişă. În această categorie intră borna de cască tip RAP 21, avînd o rezistenţă de izolaţie de min 100 M Ω, iar anduranţa de 5 000 cicluri. Se utilizează la conectarea căştilor sau difuzoarelor cu radioreceptoarele sau în scopuri diverse de conectare.

În afară de aceste materiale arătate succint, vom mai utiliza o serie de „mărunţişuri", strict necesare, ce vor forma pînă la urmă un tot unitar. Este vorba de borne, butoane, relee, becuri de semnalizare şi încă...

Suportul pe care se vor monta piesele va fi o plăcuţă pe care vom practica circuitul imprimat. Lucrul se complică însă mai ales în cazul circuitelor clasice. În acest caz, piesele vor trebui să fie fixate pe reglete. Acestea, sînt, în general, plăcuţe de pertinax, prevăzute cu găuri la intervale stabilite în care se vor fixa cose cu ajutorul capselor. Aceste cose seamănă cu şaibele, dar care au prelungiri de care se vor lipi cu cositor terminalele piesei fixate. În figura 2.1. se vede cum se prind cosele pe plăcuţa respectivă pentru a forma o regletă. Aceasta poate fi simplă sau dublă. În cazul regletelor duble, lăţimea regletei va fi ceva mai mare decît lungimea piesei respective. Astfel, piesa va fi susţinută de aceeaşi regletă, terminalele acesteia fiind lipite de cose ce stau faţă în faţă. În cazul regletelor simple, acestea vor fi prevăzute cu un singur rînd de cose care vor susţine un singur terminal al piesei. Rezultă deci că pentru a fixa un rezistor, de exemplu, vom avea nevoie de două reglete simple, montate pe şasiu, la distanţă suficientă una de cealaltă, aşezate paralel. Piesa se va prinde prin lipire de cosa de pe o

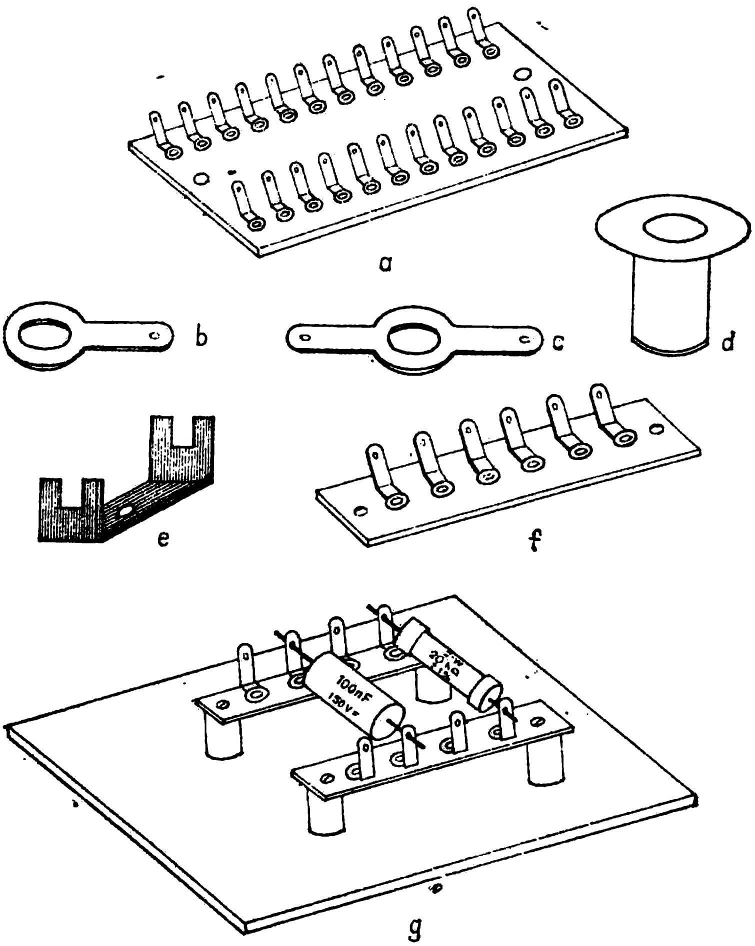


Fig. 2.1. a) Regletă dublă; b) Cosă; c) Cosă dublă; d) Capsă; e) Suport; f) Regletă simplă; g) Fixarea componentelor cu ajutorul regletelor simple.

regletă — cu un terminal —, iar cu celălalt de cosa corespunzătoare a celeilalte reglete. În unele cazuri piesa respectivă o putem lipi cu cositor direct pe capsă, fără să mai utilizăm o cosă.

În ce privește unele lucrări de automatizare, mai ales atunci cînd dorim să stabilim un circuit pentru o perioadă de timp scurtă, putem utiliza un releu electromagnetic.

Acesta se compune dintr-un electromagnet de a cărei armătură este prinsă o tijă ce apasă contactele. În figura 2.2 se vede schematic un asemenea releu. Există relee pentru curent continuu și relee pentru curent alternativ. Oricum, bobina releului, străbătută de un curent, va atrage armătura care apasă pe contacte, stabilind circuitul dorit. Evident releele pot avea mai multe contacte. Uneori acestea prezintă contacte de „repaus“. Atunci cînd prin bobină nu mai circulă curent, sub acţiunea arcului de rapel, armătura este atrasă, desfăcînd contactele de lucru. Însă, prin această revenire, se închid alte contacte zise — cum am mai spus — contacte de repaus.

Există relee de forme, număr de contacte şi puteri diferite. Atunci cînd, automatizînd funcţionarea unui releu, cu ajutorul unor etaje electronizate, dorim să stabilim un circuit prin care circulă un curent mare, de exemplu 1—2 A, atunci, contactele unui mic releu, montat în colectorul unui tranzistor, de pildă, nu vor putea suporta un asemenea curent. În acest caz, prin contactele micului releu va trece doar curentul cu care vom excita bobina unui releu de putere mare, dar acest curent va fi doar de cîteva zeci sau sute de miliamperi. În acest fel, cu relee montate în cascadă, putem comuta puteri mai mari. Mai modern, un releu electromagnetic poate fi înlocuit cu un tranzistor ce poate bloca sau debloca la comandă un tiristor etc. Releele pot fi de gabarite mai mari sau miniaturi, ajungînd la mărimi care permit montarea lor pe o plăcuţă de circuit imprimat.

Atunci cînd dorim să semnalizăm prezenţa unui curent, stabilirea unui circuit, în sfîrşit funcţionarea unui aparat, putem utiliza un indicator optic.

Acesta va putea fi un banal beculeţ de semnalizare pe care-l vom monta pe panoul de comandă al aparatului în speţă. Uneori însă nu putem utiliza un asemenea indicator datorită curentului mare consumat de acesta (200—300 mA). Apoi, la aparatura ce func-

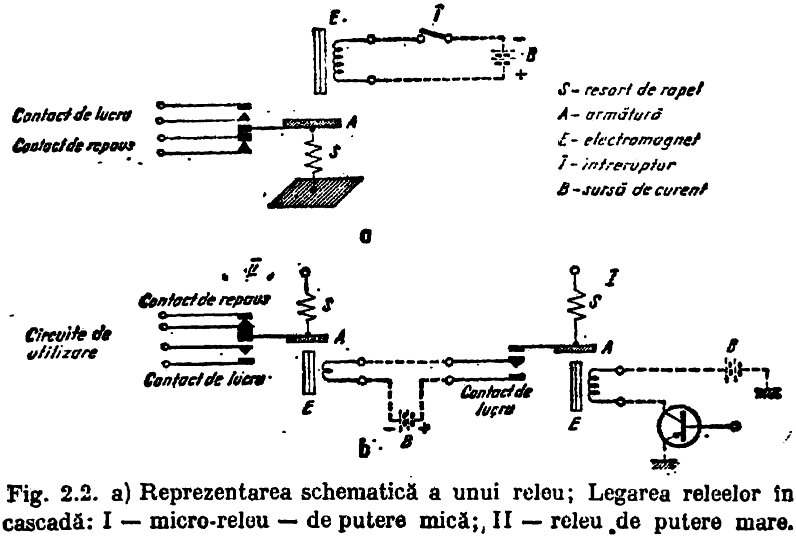

E
I
B
+
Contact de lucru
Contact de repaus
A
S
S - resort de rapel
A - armătură
E - electromagnet
I - întrerupător
B - sursă de curent
a
II
Contact de repaus
S
Circuite de utilizare
A
Contact de lucru
E
B
+
Contact de lucru
I
S
A
B
E
b

Fig. 2.2. a) Reprezentarea schematică a unui releu; Legarea releelor în cascadă: I — micro-releu — de putere mică; II — releu de putere mare.

ţionează alimentată din baterii consumul unui bec de semnalizare întrece consumul întregului aparat. Deci, nerentabil.

La aparatura miniaturizată, prezenţa unui bec indicator cu soclul lui, cu apărătoarea sa, devin prea mari chiar dacă beculeţul este destul de mic. Pentru acest lucru se pot utiliza alte indicatoare optice; diodele luminiscente, LED-urile. Acestea sînt de gabarit foarte mic, avînd diametre între 2—3 mm, nu mai este necesară utilizarea unui soclu specializat, pot avea forme circulare sau dreptunghiulare, culori diferite, iar curentul consumat pentru aprinderea lor este mic: 2—20 mA, funcţie de mărime (vezi capitolul „Dispozitive optoelectronice").

Multe din piesele şi materialele amintite fiind miniaturizate apare necesitatea montării lor cu precizie şi atenţie. În montajele de amator este bine să nu existe termenul „provizoriu". Toate componentele se vor monta „definitiv", trainic, precis, corect şi curat.

Capitolul 3

REZISTOARE

ing. CORNELIU IŢCOU

REZISTENŢĂ ELECTRICĂ. REZISTOARE

GENERALITĂŢI

Proprietatea fizică a materialelor de a se opune într-o măsură mai mare sau mai mică trecerii curentului electric poartă numele de rezistenţă electrică. Componentele electronice pasive construite special spre a avea o anumită rezistenţă electrică se numesc rezistoare.

Se precizează faptul că în mod curent în practică, în locul denumirii de *rezistor* se foloseşte încă denumirea de *rezistenţă*.

Rezistorul este componenta electronică de circuit, cu două borne care are proprietatea, potrivit căreia, între tensiunea la bornele lui şi curentul care-l parcurge, există relaţia, descoperită de G.S. Ohm, încă din anul 1827 şi cunoscută sub denumirea de legea lui Ohm:

$$U = RI,$$

unde R este mărimea rezistenţei rezistorului.

Unitatea de măsură a rezistenţei electrice este ohmul [Ω]. În practică se utilizează şi multiplii acestei mărimi: kiloohmul [k Ω] şi megohmul [M Ω], între acestea existînd relaţiile:

$$1\ \mathrm{M\Omega} = 10^3\ \mathrm{k\Omega} = 10^6\ \Omega.$$

Legea lui Ohm se mai poate scrie şi sub forma

$$I = GU,$$

unde $G = \frac{1}{R}$ este conductivitatea rezistorului, a cărei unitate de măsură este siemensul [S].

Relaţia de definiţie a rezistenţei electrice este:

$$R = \frac{U}{I},$$

în care: U este diferenţa de potenţial (tensiunea) constantă continuă aplicată la capetele rezistorului şi I este curentul constant care străbate rezistorul

CLASIFICARE, SIMBOLURI GRAFICE

După caracteristica tensiune-curent (fig. 3.1) se deosebesc două categorii de rezistoare:

— rezistoare liniare, din care fac parte atît rezistoarele cu rezistenţă fixă cît şi rezistoarele cu rezistenţă reglabilă, care au caracteristica „tensiune-curent“ liniară.

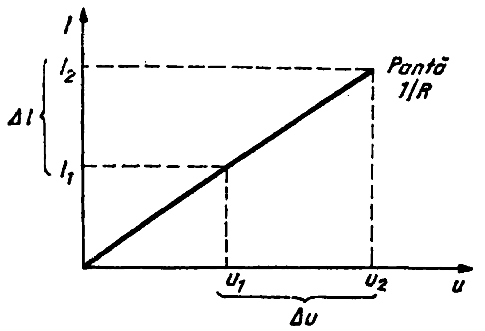


Fig. 3.1. Caracteristica $U-I$ a rezistoarelor.

— rezistoare neliniare, din care fac parte rezistoarele cu caracteristica „tensiune-curent“ neliniară.

După modul constructiv de realizare tehnologică a rezistoarelor, acestea se împart în două familii:

— rezistoare cu rezistenţa fixă, adică acele componente la care valoarea rezistenţei se stabileşte în procesul de fabricaţie şi rămîne constantă pe întreaga lor durată de utilizare.

— rezistoare cu rezistenţă reglabilă, adică acele rezistoare a căror construcţie permite modificarea valorii rezistenţei în limite cunoscute şi prestabilite, prin deplasarea pe elementul rezistiv (de formă rectilinie sau circulară) a unui contact, denumit cursor.

După modul tehnologic de realizare a elementului rezistiv, se disting trei categorii de rezistoarez

— rezistoare bobinate, construite prin înfăşurarea unui conductor metalic de mare rezistivitate pe un suport izolator (suport ceramic, fibre de sticlă etc.);

— rezistoare cu pelicule, a căror element rezistiv este format dintr-o peliculă subţire de pastă metalică conductoare depusă pe un suport izolant;

— rezistoare de volum, a căror element rezistiv este constituit din întregul corp al rezistorului.

Corespunzător tipului de material utilizat la realizarea elementului rezistiv, rezistoarele se împart în mai multe grupe;

— rezistoare cu pelicule de carbon şi bor-carbon;

— rezistoare cu pelicule din metale sau din oxizi metalici;

— rezistoare de volum, avînd elementul conductor realizat dintr-un amestec neomogen a mai multor componente, din care una este componentă conductoare;

— rezistoare bobinate, cu elementul rezistor realizat din sîrmă conductoare;

— rezistoare cu element rezistiv realizat din materiale semiconductoare.

În funcţie de modul de protejare al elementului conductor, rezistoarele pot fi:

— rezistoare protejate cu lac;

— rezistoare neprotejate;

— rezistoare protejate în materiale plastice;

— rezistoare ermetizate.

Simbolul de reprezentare a unui rezistor este prezentat în figura 3.2.

Acest semn se utilizează atît pentru reprezentarea rezistoarelor fixe, în general, cît şi pentru impedanţe.

În ţara noastră se poate indica suplimentar puterea nominală disipată

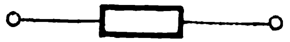


Fig. 3.2. Simbol de reprezentare a unui rezistor.

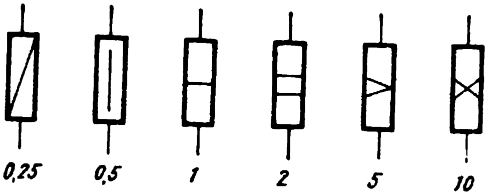


Fig. 3.3. Notarea pe scheme a rezistoarelor de diverse puteri de disipaţie (în waţi).

a rezistorului, prin introducerea unor segmente de dreaptă în dreptunghi, aşa cum este prezentat în figura 3.3.

Corespunzător tipurilor de rezistoare prezentate, STAS 11381/6—80 — Rezistoare — obligă folosirea schemelor convenţionale din figura 3.4.

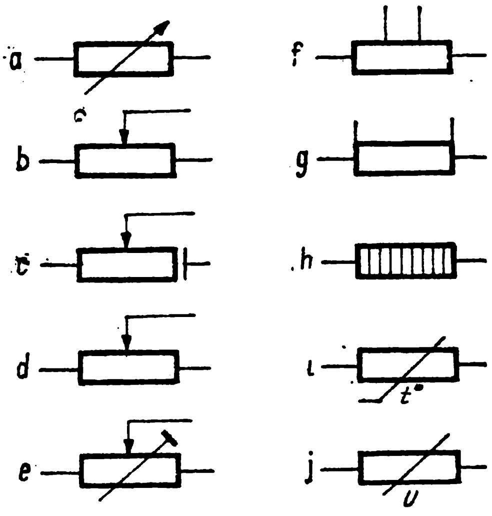


Fig. 3.4. Scheme convenţionale de reprezentare a diferitelor categorii de rezistoare: a) rezistor cu rezistenţă variabilă; b) rezistor cu contact mobil; c) rezistor cu contact mobil, cu poziţie de întrerupere; d) potenţiometru cu contact mobil; e) potenţiometru cu ajustare predeterminată; f) rezistor cu două prize fixe; g) şunt; h) element de încălzire; i) rezistor cu rezistenţă neliniară, dependentă de temperatură (termistor); j) rezistor cu rezistenţă neliniară, dependentă de tensiune (varistor).

CARACTERISTICI PRINCIPALE

Rezistenţa nominală

Este mărimea valorii rezistenţei, marcată în cifre sau în dungi colorate pe corpul rezistorului. Acestei valori i se asociază întotdeauna toleranţa exprimată în procente din valoare.

În funcţie de toleranţă, mărimea rezistenţei nominale este normalizată prin recomandări internaţionale şi reglementări naţionale — STAS 6838—78 — în serii de valori mnoinale.

În tabelul 3.1 sînt prezentate aceste valori în cazul seriilor E6, E12 şi E24 din recomandările Comitetului Electrotehnic Internaţional, valori corespunzătoare toleranţelor de ±20%, ±10% şi ±5%.

Pentru rezistoare de precizie se recomandă seriile E 48 (±2%), E 96 (±1%) şi E 192 (±0,5%).

Valorile nominale ale rezistenţei, calculate conform seriilor menţionate, formează şiruri zecimale.

Puterea disipată nominală, Pd„ [W]

Este puterea maximă — în curent continuu sau curent alternativ — pe care o poate disipa un rezistor, în condiţii de mediu exterior determinate, pe o perioadă îndelungată, fără ca rezistenţa nominală să se modifice.

Dacă rezistorul este supus unei puteri mai mari decît puterea nominală, pot apare fenomene ca variaţia inadmisibilă a parametrilor săi, reducerea duratei de funcţionare sau, în caz extrem, distrugerea elementului rezistiv.

Tabelul 3.I

Seria E6	*Seria E12*	*Seria E24*	*Seria E6*	*Seria E12*	*Seria E24*	*Seria E6*	*Seria E12*	*Seria E24*
±20%	*±10%*	*±5%*	*±20%*	*±10%*	*±5%*	*±20%*	*±10%*	*±5%*
1	1	1	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
		1,1			2,4			5,1
	1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6
		1,3			3			6,2
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
		1,6			3,6			7,5
	1,8	1,8		3,9	3,9		8,2	8,2
		2			4,3			9,1

Conform STAS 6838—78, gama de puteri disipate nominale acceptată pentru rezistoarele care se produc şi/sau se utilizează în ţara noastră este: (0,05; 0,1; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 16; 25; 40; 50; 75; 100; 160; 250; 500) W.

Rezistoarele utilizate cel mai frecvent în montajele electronice au puterea de disipaţie cuprinsă în limitele:

— rezistoarele cu rezistenţă fixă: (0,1; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5 şi 10);

— rezistoarele cu rezistenţă variabilă: (0,5; 1 şi 2) W.

Tensiunea nominală, U_n[V]

Este tensiunea continuă sau valoarea eficace a tensiunii alternative aplicată la bornele rezistorului, în condiţii normale ale mediului înconjurător, fără ca rezistorul să se distrugă.

Mărimea tensiunii nominale depinde de dimensiunea şi construcţia rezistorului, de proprietăţile elementului rezistiv şi de puterea sa nominală.

În practică, cele mai uzuale valori ale tensiunii nominale sînt: (150; 200; 250; 350; 500; 750; 1 000) V.

Tensiunea corespunzătoare puterii nominale de disipaţie, P_n, poate fi determinată cu relaţia

$$U = \sqrt{P_n R_n},$$

unde R_n este rezistenţa nominală a rezistorului.

Tensiunea la care se încearcă rezistoarele — $U_{\text{probă}}$ — este mai mare decît tensiunea nominală; de obicei

$$U_{\text{probă}} = (1,5\text{—}2)\ U_n$$

Rezistenţa rezistorului în curent alternativ

Mărimea rezistenţei rezistorului diferă, în curent alternativ, de valoarea măsurată în curent continuu, datorită:

— existenţei capacităţii şi inductanţei distribuite pe lungimea elementului rezistiv;

— efectelor de suprafaţă;

— pierderilor dielectrice în suportul rezistorului şi în straturile de protecţie.

Din acest motiv, rezistenţa totală a rezistorului în curent alternativ, şi în special la frecvenţe înalte, are un caracter complex şi variază cu modificarea frecvenţei, rezistorul real comportîndu-se în acest caz, în parte ca o inductanţă şi în parte ca o capacitate.

Tensiunea de zgomot

Este valoarea eficace a tensiunii aleatoare care apare la bornele rezistorului, atunci cînd este parcurs de un curent continuu. Valoarea acestei componente a tensiunii de zgomot, numită impropriu zgomotul termic, este proporţională cu frecvenţa şi temperatura. Pentru rezistoare de mare rezistenţă electrică, zgomotul termic poate fi mai mare decît zgomotul propriu al montajelor, influenţînd semnificativ asupra sensibilităţii construcţiilor electronice realizate.

Raportul dintre tensiunea de zgomot şi tensiunea de curent continuu aplicată la bornele rezistorului defineşte factorul de zgomot al rezistorului, mărime care se exprimă în [μV/V] sau în decibeli [dB]. Factorul de zgomot al rezistoarelor peliculare utilizate în echipamentele electronice se găseşte în limitele (1—5)μV/V pentru rezistoarele de uz general şi sub 1 μV/V pentru rezistoarele speciale. Acest factor de zgomot creşte odată cu creşterea temperaturii şi a valorii rezistenţei.

Stabilitatea

Rezistenţa rezistoarelor variază sub influenţa temperaturii aplicate, umidităţii, îmbătrînirii precum şi sub influenţa altor factori. Aceste modificări ale valorii rezistenţei electrice se exprimă de obicei în procente pentru 1000 de ore de funcţionare.

Sub influenţa temperaturii apar cele mai semnificative variaţii reversibile sau nereversibile a rezistenţei rezistorului. Variaţiile reversibile ale rezistenţei electrice se evidenţiează prin coeficientul de temperatură al rezistenţei, αR, a cărui mărime se calculează cu relaţia:

$$R = \frac{1}{RT_1} \cdot \frac{RT_2 - RT_1}{T_2 - T_1} \ [\% / {}^\circ\mathrm{C}],$$

unde RT_2 şi RT_1 sînt rezistenţele rezistorului la temperaturile T_2, respectiv T_1.

Rezistoarele bobinate au un coeficient de temperatură foarte mic, în timp ce rezistoarele nebobinate au acest coeficient de valoare relativ mare. Valori tipice pentru rezistoarele frecvent utilizate în montajele electronice sînt:

— pentru rezistoare bobinate $\pm(0-2)10^{-4}/{}^\circ\mathrm{C}$

— pentru rezistoare nebobinate $\pm(2-20)\ 10^{-4}/{}^\circ\mathrm{C}$

Variaţii nereversibile ale rezistenţei rezistorului pot apare după ce rezistorul a fost supus timp îndelungat acţiunii temperaturii sau mai multor cicluri de temperatură.

Majoritatea rezistoarelor nebobinate actuale funcţionează în game largi de temperatură, adică între —60°C pînă la 100—200°C, Rezistoarele bobinate pot funcţiona şi la temperaturi mai ridicate.

Variaţia rezistenţei rezistorului sub influenţa tensiunii aplicate la borne se apreciează prin coeficientul de tensiune:

$$K_u = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_2 - R_1}{U_2 - U_1},$$

unde R_1 şi R_2 reprezintă valorile rezistenţelor măsurate la tensiunile $U_1 = 0{,}1\ U_n$ şi $U_2 = U_n$; se măsoară în [%/V].

MARCAREA REZISTOARELOR. CODUL CULORILOR.

Orice rezistor (rezistenţă) este marcat în clar sau codificat (prin culori-inele, benzi sau puncte), conform recomandării CEI—62, sau prin simboluri alfanumerice nominalizate internaţional sau, uneori, specifice unui anumit producător.

Indiferent de modalitatea adoptată pentru marcarea şi codificarea unui rezistor, caracteristicile ce se înscriu pe corpul său sînt:

a) în mod obligatoriu, pe orice tip de rezistor:

— rezistenţa nominală (R_n) cu unitatea ei de măsură, în clar, în cod literar sau de culori.

— toleranţa valorii nominale, în clar [%] în cod literal sau de culori.

b) în mod obligatoriu, pe unele tipuri de rezistoare:

— puterea disipată nominală, Pd_n (în general, în cazul rezistoarelor de putere, bobinate sau nu) — în clar;

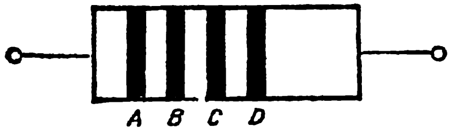


Fig. 3.5. Modul de utilizare a codului culorilor la rezistoare. Exemplu: *A* — galben, *B* — violet, *C* — roşu, *D* — argintiu, deci $R = 47 \times 10^2 = 4\ 700$, 10%.

— coeficientul de temperatură al rezistenţei, K_T (numai la rezistoarele cu peliculă metalică sau din oxizi metalici) — în cod literal sau de culori;

— tensiunea nominală limitată, $U_{n\ \text{lim}}$ (numai la rezistoarele pentru înaltă tensiune) — în clar sau în cod literal.

Codul culorilor se utilizează pentru marcarea mărimii rezistenţei nominale şi a toleranţei pe rezistoare miniatură, pe care aceste mărimi nu se pot scrie în clar (fig. 3.5).

Tabelul 3.II prezintă modul de utilizare a codului culorilor la rezistoare

$$(R = AB \times 10^C,\ D)$$

TIPURI DE REZISTOARE ŞI RECOMANDĂRI PRIVIND UTILIZAREA ACESTORA ÎN MONTAJE ELECTRONICE

Deoarece în montajele şi echipamentele electronice rezistoarele se utilizează în proporţie de aproape 50% din numărul componentelor din scheme, aproape un sfert din defectările acestor echipamente se datorește defectării rezistoarelor.

Cele mai frecvente cauze de defectare a rezistoarelor sînt: întreruperea şi deteriorarea contactelor (mai mult de

Tabelul 3.II

Inel	*Culoarea*		*Negru*	*Maron*	*Roşu*	*Portocaliu*	*Galben*	*Verde*	*Albastru*	*Violet*	*Gri*	*Alb*	*Auriu*	*Argintiu*	*Fără culoare*
A	Valoare	Prima cifră semnificativă	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—	—	—
B		A doua cifră semnificativă	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—	—	—
C		Coeficient de multiplicare	1	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8	10^9	10^{-1}	10^{-2}	—
D		Toleranţă %	—	±1	±2	—	—	—	—	—	—	—	±5	±10	±20

50%), supraîncălzirea, pînă la ardere a rezistoarelor (35—40%) şi modificarea valorii rezistenţei electrice (8—10%).

Defectările rezistoarelor sînt provocate atît de viciile de construcţie şi de tehnologia de realizare cît şi de exploatarea lor necorespunzătoare în montaje (suprasarcini electrice, supraîncălzire de la mediul înconjurător, montaje înghesuite etc.).

Pentru creşterea siguranţei în funcţionare a rezistoarelor, pentru folosirea corectă a tipurilor de rezistoare corelat cu aplicaţia electronică gîndită, se impune, pe de o parte cunoaşterea unor particularităţi de realizare tehnologică a rezistoarelor, iar, pe de altă parte respectarea recomandărilor privind utilizarea acestora, în montaje, corespunzătoare condiţiilor de lucru pentru care acestea au fost realizate.

Rezistoare cu peliculă

Rezistoarele din această categorie au elementul rezistiv realizat sub forma unui strat subţire de material (metal, oxid, semiconductor), depus pe un suport izolator (ceramic), căruia i se ataşează contacte şi fire de conexiune) (cupru cositorit), numite terminale.

Rezistoare cu peliculă de carbon. Sînt rezistoarele de tip pelicular al cărui element conducător este realizat printr-o peliculă subţire (0,1—10) μm de carbon pirolitic, obţinută prin descompunerea metalului la temperatură ridicată, în vid sau în mediu de gaz inert.

Grosimea stratului de carbon determină proprietăţile rezistorului: cu cît acest strat este mai subţire, cu atît este mai mare valoarea rezistenţei. Reducerea grosimii stratului conduce însă la fenomene de instabilitate a valorii rezistenţei şi afectează fiabilitatea acesteia (cazul rezistenţelor de valori foarte mari — (4,7—10)MΩ).

Aceste tipuri de rezistoare se realizează și la noi în țară, într-o gamă largă de valori: 1 Ω — 10 MΩ.

Datorită stabilității ridicate a parametrilor acestor rezistoare, a rezistenței la suprasarcini în impuls, a nivelului coborît de temperatură, a dependenței mici a rezistenței electrice față de tensiune și frecvență și, mai ales, a prețului de cost scăzut, rezistoarele cu peliculă se utilizează atît în echipamentele și montajele electronice de larg consum, cît și în montaje semiprofesionale.

Rezistoare cu peliculă metalică. Rezistoarele cu peliculă metalică au, față de cele cu peliculă cu carbon, coeficient de tensiune și factor de zgomot mai mici, masă și gabarit reduse, stabilitate termică mai ridicată și caracteristici de frecvență mai bune; dezavantajul principal al acestor componente este rezistența mică la suprasarcini în impuls (în general puterea impulsului nu trebuie să depășească puterea nominală a rezistoarelor cu mai mult de 10%).

Stratul rezistiv al rezistoarelor cu peliculă metalică se realizează sub formă de peliculă de diverse metale sau aliaje de mare rezistivitate, depuse prin evaporare în vid pe un suport izolator. Aceste tipuri de rezistoare se realizează și la noi în țară, în limitele 10Ω — 10 MΩ, la puteri nominale de disipație pînă la 2 W. În comparație cu rezistoarele cu peliculă de carbon, ele pot funcționa pînă la o temperatură de +120°C și, la aceeași putere nominală au dimensiuni de gabarit de 2...3 ori mai mici. Datorită bunei stabilități a parametrilor electrici, rezistoarele cu peliculă metalică se utilizează în echipamentele și montajele profesionale.

Rezistoare cu pelicule din oxizi metalici. Stratul conductor al acestor tipuri de rezistoare se realizează prin depunerea pe un suport izolator (de obicei ceramică) fie a unor metale (staniu, tantal, aluminiu) și oxidarea lor (pe cale termică sau electrică), fie a unor oxizi metalici. Tipul acesta de rezistor se prezintă ca fiind de mare perspectivă în perioada următoare, datorită:

— stabilității termice ridicate a peliculei conductoare, mai ridicată față de cea a peliculelor metalice;

— procesului tehnologic de realizare a peliculei lor conductoare, care se pretează la fluxuri tehnologice continue, automatizate.

Pe plan mondial se realizează rezistoare cu pelicule din bioxid de staniu, cu rezistența electrică în limitele 10Ω — 1 MΩ, de la puteri de la 0,1 W la cîteva sute de wați.

Datorită performanțelor de precizie și stabilitate termică, cît și gamei largi de temperatură în care pot funcționa (—60...+200)°C, rezistoarele cu peliculă din oxid metalic se utilizează în aparatura profesională.

Rezistoare cu pelicule din materiale semiconductoare. Stratul conductor al acestor tipuri de rezistoare se realizează dintr-un semiconductor de tip *n* sau *p* — de obicei siliciu pe un suport. În ultimul timp se utilizează pe scară din ce în ce mai largă rezistoarele în care stratul rezistiv este o peliculă de siliciu policristalin, depusă pe un substrat de siliciu oxidat. Tipurile acestea de rezistoare sînt compatibile cu tehnologia de realizare a circuitelor integrate, putînd fi depuse pe suprafața structurii monolitice a unui circuit integrat, realizîndu-se astfel un circuit (integrat) compatibil.

Rezistoarele cu pelicule din materiale semiconductoare sînt stabile, au tensiune de zgomot foarte mică, suportă suprasarcini mari de scurtă durată și se pretează la o producție de mare serie.

Rezistoare cu pelicule metal-ceramice. Ca element conductor, aceste rezistoare utilizează metale care nu se oxidează, precum și alte componente. Un exemplu de compoziție pentru aceste rezistoare este cea care cuprinde sticla, aurul, paladiul și rodiul. În aceste amestecuri, metalul se găsește sub formă coloidală. Prin încălzire, compușii metaloorganici se descompun și particulele metalice rămîn dispersate în sticlă. Compoziția rezistivă se depune pe suport prin metode serigrafice, grosimea peliculei conductoare fiind în limitele (0,01÷0,1) mm.

Rezistoarele cu pelicule metal-ceramice au însușiri calitative deosebite, caracterizate prin:

— stabilitate ridicată a parametrilor, într-o gamă largă de temperaturi;

— coeficient de temperatură reglabil în limite largi în funcție de componenții peliculei conductoare;

— gamă largă a rezistenței (unități de ohm pînă la cîțiva megohmi), cu dimensiuni mici ale elementului conductor;

— toleranțe ale valorii rezistenței extrem de mici (sub 1%, de regulă).

Rezistoarele din această categorie pot funcționa la frecvențe ridicate.

Rezistoare de volum

Se realizează sub forma unei bare, prin presarea unei compoziții rezistive speciale. Compoziția elementului rezistiv poate fi: carbon-ceramică, metal-ceramică, lac-negru de fum.

Rezistoarele de volum pot funcționa în circuite de curent continuu, de curent alternativ și în impulsuri. Se realizează într-o gamă largă de valori (10 Ω — 100 G Ω) la puteri de 0,25; 0,5; 1 și 2 W.

Rezistoarele de volum au caracteristici electrice nepretențioase, chiar în condiții climatice dificile, din care motiv se utilizează pe scară largă în montaje electronice atît de larg consum, cît și semiprofesionale.

Rezistoare bobinate

Elementul rezistiv al acestor rezistoare este un conductor din aliaje de mare rezistivitate. În practică aliajele utilizate sînt manganina, constantanul și crom-nichelul (vezi tabelul 2.III, p. 31).

Constructiv rezistorul bobinat constă dintr-o carcasă cilindrică sau plată, cu contacte pentru terminale, pe care se bobinează elementul rezistiv, în unul sau mai multe straturi.

Deoarece în practică apare foarte frecvent necesitatea realizări pentru diverse montaje electronice a unor tipuri de rezistoare bobinate, în cele ce urmează se prezintă etapele de realizare ale acestora:

— se precizează parametrii electrici şi condiţiile de exploatare ale rezistorului;

— se alege carcasa — cilindrică sau plată — care trebuie să fie simplă, rigidă din punct de vedere mecanic şi să permită bobinarea fără dificultăţi;

— se alege conductorul rezistiv. Pentru rezistoare de mare precizie şi mare stabilitate se alege conductor din manganină sau constantan. Pentru rezistoare de la care nu se cer condiţii deosebite se poate alege conductorul din aliaj nichel-crom.

Diametrul conductorului se determină din densitatea de curent cu relaţia

$$J = \frac{I}{A} = \frac{4I}{\pi d^2},$$

de unde $$d = \sqrt{\frac{1,27\,I}{J}}$$

în care d — diametrul conductorului [mm], J — densitatea de curent [A/mm^2] şi curentul I[A].

Alegerea densităţii de curent este condiţionată de încălzirea admisă, diametrul conductorului şi de condiţiile de răcire ale rezistorului. Astfel, pentru rezistoare stabile care, în general, nu trebuie să se încălzească, densitatea de curent nu trebuie să depăşească (1—2) A/mm^2, iar pentru rezistoare de uz curent, la care se pot admite încălziri, pot fi alese valori cuprinse în limitele (5—10) A/mm^2.

— lungimea conductorului rezultă din relaţia

$$L = \frac{d^2 R}{1,27\,\rho}$$

sau, cunoscînd rezistenţa pe metru liniar a conductorului, R_0[Ω/m],

$$L = \frac{R}{R_0},$$

unde L — lungimea conductorului [m], ρ — rezistivitatea [Ω mm^2/m), d — diametrul conductorului [mm], R — rezistenţa [Ω] şi R_0 — rezistenţa pe metru [Ω/m].

Rezistoarele realizate conform celor de mai sus, nu pot funcţiona în circuite de înaltă frecvenţă, deoarece au inductanţa proprie şi capacitate proprie ridicate. Pentru reducerea inductanţei se realizează bobinaje speciale, folosind unul din următoarele tipuri de înfăşurări.

— încrucişată (Ayrton—Perry), care se realizează constructiv prin înfăşurarea unui strat de sîrmă izolată pe o bandă izolatoare subţire. După aceea, pe aceeaşi bandă se înfăşoară în sens invers, în intervalele dintre spire, o a doua înfăşurare. Cele două înfăşurări se leagă apoi în paralel. Acest tip de înfăşurare are inductanţa mică şi capacitatea mică.

— bifilară, care se realizează prin bobinarea pe carcasă cu o sîrmă, luată în două, în lungime. Are inductanţa mică, însă capacitatea mare, motiv pentru care se utilizează în special în audiofrecvenţă.

— secţionată, la care bobinajul se împarte în cîteva secţiuni, înfăşurate în sensuri opuse şi legate apoi în serie.

Se utilizează atunci cînd este necesară o valoare mare a rezistenţei. Are inductanţă foarte mică şi capacitatea relativ mică.

Potenţiometre

Constructiv, potenţiometrul este realizat dintr-un rezistor pe care alunecă un cursor; el are cel puţin trei borne de legătură, din care două corespund capetelor elementului rezistiv şi una cursorului.

După modul de variaţie a rezistenţei în funcţie de unghiul de rotaţie al axului, potenţiometrele, pot fi liniare, logaritmice şi exponenţiale. După construcţie, potenţiometrele pot fi simple, duble, tandem şi miniatură. Fiecare din aceste tipuri poate fi cu sau fără întrerupător.

Potenţiometre bobinate. Sînt realizate prin înfăşurarea unui conductor metalic de mare rezistivitate pe un suport izolant. Suportul poate fi din pertinax (în cazul potenţiometrelor de putere mică), ceramică sau din aluminiu oxidat.

Potenţiometre chimice. Sînt realizate prin depunerea elementului conductor (o pastă sau o peliculă metalică) pe un suport izolant din pertinax. Forma lor constructivă este circulară sau liniară; performanţele potenţiometrelor chimice depind de modul şi de atenţia cu care se realizează elementul rezistiv, denumit şi „potcoavă". Pentru legătura cu bornele de contact, capetele rezistenţei se acoperă cu o pastă specială de argint.

Cursorul, care trebuie să nu uzeze pelicula rezistivă, să facă un contact sigur pe aceasta şi să nu se oxideze în timp, se realizează din bronz fosforos.

Rezistoare neliniare

Termistoare. Termistoarele sînt, de fapt, nişte rezistoare la care rezistenţa electrică variază foarte mult cu temperatura. În funcţie de modul de variaţie al rezistenţei există două tipuri mari de rezistoare: cu coeficient de temperatură negativă, NTC (CTN) şi cu coeficient de temperatură pozitivă, PTC (CTP).

Variaţia rezistenţei unui termistor de tip NTC şi a unuia de tip PTC se prezintă în figura 3.6.

Termistoarele NTC se fabrică din oxizi de Cr, Ni, Mn, Fe, Co, care devin semiconductori prin adăugare de Ti sau Li şi coacere în cuptoare la o temperatură de peste 1 000°C. Între rezistenţa termistorului şi temperatură există relaţia:

$$R_T = Ae^{\frac{B}{T}}\ [\Omega],$$

unde, A— o constantă care depinde de forma termistorului; e = 2,718;

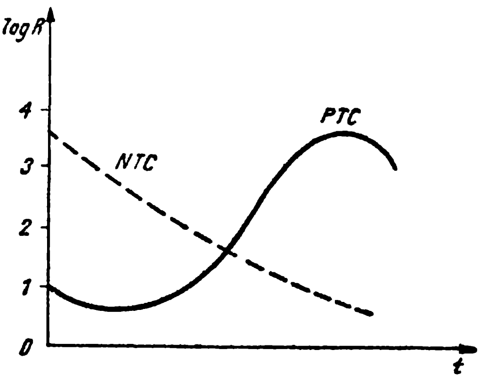


Fig. 3.6. Variaţia rezistenţei unui termistor de tip NTC şi a unuia de tip PTC ($R = f(T)$).

B — constantă exprimată în [K], care depinde de material şi formă; T — temperatura [K]; R_T — rezistenţa termistorului la temperatura T.

Notînd $\alpha = \frac{B}{T^2}$, relaţia devine

$R_T \cong R_{25°C} \cdot e^{\alpha \Delta T}$, unde $R_{25°C}$ este rezistenţa termistorului la temperatura de 25°C.

Faptul că temperatura termistorului variază de la valoarea mediului ambiant la o alta, în general mai mare, se datorează sau creşterii eventuale a temperaturii acestui mediu ambiant de la o valoare la alta, sau este urmarea trecerii curentului prin termistor.

În primul caz, termistorul se poate, de exemplu, utiliza ca traductor în instalaţia de măsură a temperaturii apei de răcire la autoturisme, iar în al doilea caz ca stabilizator de curent în circuitul de încălzire al tuburilor electronice legate în serie, ori ca stabilizator de curent în montajele cu tranzistoare, în circuitul bobinelor de deflexie ale receptoarelor de televiziune etc.

Termistoarele PTC au coeficient de temperatură pozitiv şi se deosebesc de cele de tip NTC prin aceea că rezistenţa lor creşte cu temperatura. Tehnologia de fabricaţie este asemănătoare, diferind doar componentele, care, în acest caz sînt săruri de bariu cu titan, stronţiu etc.

În general termistoarele PTC sînt folosite ca traductoare sau ca protecţii, de exemplu, la scurtcircuit. În acest din urmă caz, curentul în termistor creşte, temperatura sa creşte şi, ca urmare, creşte foarte brusc şi rezistenţa electrică, executînd astfel protecţia.

Industria românească de componente electronice produce termistoare NTC, celelalte tipuri de termistoare PTC fabricîndu-se prin microproducţie.

Varistoarele sînt rezistoare la care rezistenţa electrică descreşte cu tensiunea aplicată.

Varistoarele se produc din carbură de siliciu într-o tehnologie asemănătoare în mare cu cea a termistoarelor.

Între tensiunea aplicată şi curentul ce străbate varistorul există relaţia

$$I = CU^{\beta},$$

unde I = curentul [A]; C — constantă ce depinde de materialul utilizat; U — tensiunea aplicată [V]; β — coeficient de neliniaritate ($\beta > 1$).

La aplicarea unei tensiuni mici, curentul care traversează varistorul va fi mic, iar la o tensiune mai mare curentul creşte mai repede decît tensiunea, iar rezistenţa va scădea. Rezultă deci că rezistenţa se micşorează cu cît tensiunea creşte.

Varistoarele pot fi utilizate atît în circuitele de curent continuu şi alternativ, cît şi în regim de impulsuri, neprezentînd inerţie.

Se utilizează în etajele de stabilizare, de limitare, protecţie la supratensiuni etc.

În ţara noastră se produc varistoare avînd curent nominal de (2—3) mA şi tensiunea nominală cuprinsă între (56—800)V.

Aplicaţii

Consideraţii practice privind dimensionarea rezistoarelor.

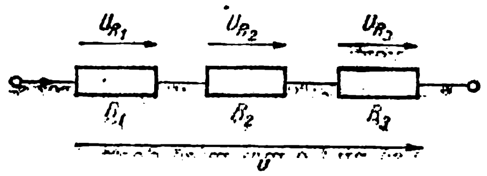


Fig. 3.7. Legarea în serie a rezistoarelor.

La conectarea în serie a mai multor rezistoare (fig. 17), rezistența totală se mărește și este dată de relația:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \dots$$

La conectarea în paralel a două sau mai multor rezistoare (fig. 3.8.) rezistența totală se micșorează față de valoarea oricăreia din rezistențe și este dată de relația:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots$$

În cazul a n rezistențe egale, rezistența rezultată este a n — a parte din valoarea unei rezistențe:

$$R_{rez} = \frac{R}{n}.$$

În cazul conectării în paralel a două rezistențe, R_1 și R_2, rezistența rezultată este:

$$R_{rez} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

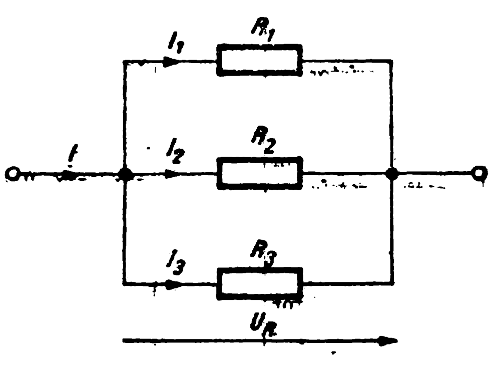


Fig. 3.8. Legarea în paralel a rezistoarelor.

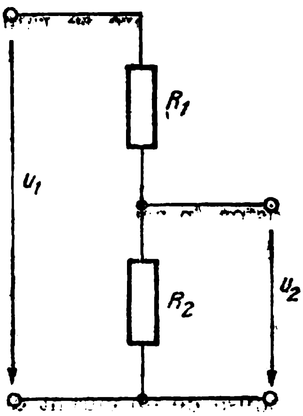


Fig. 3.9. Divizorul de tensiune.

Aplicația practică a conectării în serie a rezistoarelor o reprezintă divizorul de tensiune sau potențiometric (fig. 3.9.), circuit frecvent folosit fie ca atenuator, fie pentru polarizarea etajelor cu tranzistoare. Valoarea tensiunii „reduse" este proporțională cu rezistența R_2 și se determină cu relația:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1.$$

Alegînd corespunzător valorile rezistențelor R_1 și R_2 se poate obține o tensiune U_2, cu o valoare cuprinsă între 0 și U_1.

La conectarea în paralel a rezistoarelor apare un circuit care se numește divizor de curent (fig. 3.10).

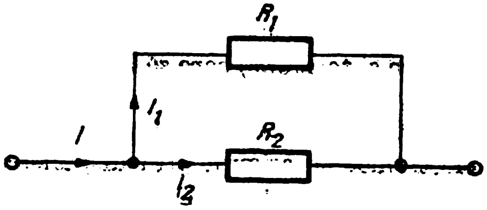


Fig. 3.10. Divizorul de curent.

Curentul care se ramifică prin rezistorul R_1 are valoarea

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_2.$$

La trecerea curentului electric prin rezistor, în acesta se dezvoltă o putere electrică:

$$P = UI.$$

Puterea electrică se măsoară în waţi [W], un watt reprezentînd puterea produsă de un curent de 1 A ce trece printr-un rezistor cu o rezistenţă de 1 Ω.

Puterea se mai exprimă şi prin relaţiile:

$$P = \frac{U^2}{R} \text{ şi } P = RI^2,$$

relaţii cu ajutorul cărora se poate calcula operativ puterea rezistorului ce urmează să fie folosit în montaj.

Puterea electrică dezvoltată în materialul conductor al unui rezistor se transformă în căldură. Căldura Q dezvoltată într-un rezistor cu rezistenţa R, străbătut de curentul I, timp de t secunde, este:

$$Q = RI^2t = UIt = \frac{U^2t}{R} \text{ [J]}.$$

Căldura dezvoltată are ca efect încălzirea rezistoarelor, dar temperatura acestora nu trebuie să depăşească anumite valori limită. Pentru creşterea siguranţei în funcţionare a rezistoarelor, se utilizează regimuri de lucru (putere şi tensiune) care să le asigure o răcire convenabilă.

Răcirea rezistoarelor în montajele electronice se asigură prin dispunerea raţională a acestora. De exemplu, se recomandă ca:

- rezistoarele de putere să se dispună vertical;
- la montarea unui grup de rezistoare, distanţa dintre două rezistoare vecine să nu fie mai mică decît diametrul lor;
- să nu se monteze împreună rezistoare de putere cu rezistoare de mică putere;
- rezistorul să nu fie încărcat cu puteri mai mari de (30—80)% din puterea lui nominală.

Pentru orientarea amatorilor electronişti, în tabelul 3.III este prezentat codul seriei rezistoarelor marcate în clar, produse în R.S.România.

Tabelul 3.III

Tipul constructiv (grupul de litere)	*Tipul capsulei (prima cifră)*	*Puterea disipată nominală (ultimele trei cifre)*
RCG = rezistor de uz general cu peliculă din carbon *RMG* = rezistor de uz general cu peliculă din nichel *RPM* = rezistor cu peliculă metalică *HUR* = rezistor pentru înaltă tensiune *RB* = rezistor bobinat *RBC* = rezistor bobinat cimentat *RBA*, *RBT* = rezistor bobinat în corp ceramic *RPB* = rezistor bobinat de putere, fix *RBR* = rezistor bobinat de putere, reglabil	1 6	a) rezistoare de mică putere 012=0,125 W 025=0,25 W 050=0,5 W 100=1 W 200=2 W b) rezistoare de putere, bobinate 001=1 W 002=2 W . . . 250=250 W

Capitolul 4

CAPACITOARE

ing. IMRE SZATMARY

De la apariția buteliei de Leyda și pînă în zilele noastre s-a dezvoltat nespus de mult atît varietatea și tehnologia fabricării capacitoarelor, cît și numărul utilizatorilor acestora. Capacitoarele, sau condensatoarele, ca piese (componente) electrice pasive se găsesc în majoritatea și diversitatea montajelor electrice și electronice.

În diferitele locuri din circuitele electrice capacitoarele sînt supuse unor condiții electrice de schemă variate, care nu trebuie să pericliteze funcționarea corespunzătoare a circuitelor, pe de o parte, și a capacitoarelor respective, pe de altă parte. Pentru a satisface această cerință esențială trebuie să cunoaștem și să înțelegem corect parametrii capacitoarelor, tipurile acestora, marcarea lor, conectarea lor corectă în circuite, verificarea acestora etc. Parametrii și datele caracteristice ale capacitoarelor sînt prezentate în cataloagele fabricilor producătoare. Interpretarea corectă a acestor date în scopul utilizării corespunzătoare a capacitoarelor în circuite de către amatorul electronist este principalul nostru obiectiv în cele ce urmează.

PARAMETRI CARACTERISTICI

1. *Capacitatea nominală*, C_n, este valoarea capacității electrice marcetă pe corpul capacitorului. Marcarea se face în clar, în codul culorilor sau codificat, în subunități ale faradului [F]:

1 microfarad $= 1\ \mu F = 10^{-6}$ F
1 nanofarad $= 1$ nF $= 10^{-9}$ F
1 picofarad $= 1$ pF $= 10^{-12}$ F

În funcție de tipul capacitorului, valoarea capacității nominale este dată la o anumită temperatură și/sau frecvență, precizate în cataloage.

Fabricile producătoare de componente realizează capacitoarele cu valori ale C_n după valori normalizate.

Șirurile valorilor nominale normalizate sînt prezentate în tabelul 4.I.

Deci valorile nominale se vor găsi printre numerele acestor șiruri (E24, E12, E6) multiplicate cu multiplii lor zecimali. În paranteze se indică toleranța, C_n (vezi pct. 2). Dacă fabrica de componente produce un anumit tip de capacitor numai într-o anumită serie, valorile nominale C_n vor putea primi numai aceste valori multiplicate zecimal. De exemplu, dacă capacitorul se fabrică cu valori din seria E12 nu va putea avea valori (1,1; 1,3; 1,6... 7,5; 9,1) $\times 10^n$.

Tabelul 4.1

E24 (±5%)	*E12* (±10%)	*E6* (±20%)
1	1	1
1,1		
1,2	1,2	
1,3		
1,5	1,5	1,5
1,6		
1,8	1,8	
2,0		
2,2	2,2	2,2
2,4		
2,7	2,7	
3,0		
3,3	3,3	3,3
3,6		
3,9	3,9	
4,3		
4,7	4,7	4,7
5,1		
5,6	5,6	
6,2		
6,8	6,8	6,8
7,5		
8,2	8,2	
9,1		

2. *Toleranța* [%] reprezintă abaterea maximă permisă a capacității reale față de valoarea nominală, exprimată în procente.

În cazul capacitoarelor ceramice de tip I, cu valoarea $C_n \leqslant 10$ pF, toleranța se exprimă prin deviația permisibilă a valorii C_n dată în [pF], de exemplu 2,2 pF ± 0,5 pF sau 8,2 pF ± ± 1 pF, etc. Cînd toleranța se exprimă printr-un număr negativ, valoarea reală a capacitorului va putea fi mai mică cu acel procent, de exemplu: capacitorul ceramic disc de 2 200 pF cu toleranța de (−20, +50)% poate avea valori între: 1 760 pF și 3 300 pF.

Valorile toleranțelor admisibile sînt normalizate după cum urmează:

— abateri simetrice: ± 20% (E6); ± 10% (E12); ±5% (E24);

— abateri asimetrice: + 80%... − − 20% (Z); − 20%... + 40% (X) − 10%... + 50% (T); etc.

Marcarea valorii toleranței se face în clar, în codul culorilor sau în cod literal.

3. *Domeniul de temperaturi nominale*, $T_{min} \ldots T_{max}$ [°C], este gama temperaturilor mediului ambiant în care capacitorul poate funcționa normal. Temperaturile limită ale acestei game coincid și cu temperaturile prevăzute în prescripția de categorie climatică a capacitorului respectiv. Categoria climatică a capacitorului se prezintă prin trei grupe de numere. Primul grup de numere se referă la comportarea la frig a capacitorului, numărul fiind egal cu temperatura minimă, T_{min}[°C], de funcționare. Al doilea grup indică temperatura uscată, T_{max} [°C], la care este încercat capacitorul. Al treilea grup se referă la durata de încercare, dată în zile, la căldură umedă (T_{max}). De exemplu, un capacitor care are categoria climatică: 40/085/21, va putea funcționa normal pînă la $T_{min} = -40°$ C, $T_{max} = +85°$ C și a fost încercat la căldură umedă timp de 21 zile. Acești parametri sînt dați în cataloage sau sînt marcați pe corpul capacitorului.

4. *Coeficientul de temperatură al capacității*, [β_T], este raportul dintre variația valorii capacității și variația temperaturii. Variația capacității este determinată în principal de modificarea proprietăților electrice ale dielectricu-

lui funcţie de temperatură. Coeficientul de temperatură în funcţie de tipul dielectricului poate fi pozitiv — cînd odată cu creşterea temperaturii valoarea capacităţii se măreşte, sau negativ — cînd o dată cu creşterea temperaturii capacitatea scade.

Existenţa capacitoarelor cu coeficient de temperatură pozitiv sau negativ este deosebit de importantă în cazul realizării circuitelor cu stabilitate mare, compensate cu temperatura. Valoarea coeficientului de temperatură se exprimă în unităţi [ppm]/°C[1], adică variaţia capacităţii exprimată în milionimi raportată la variaţia temperaturii în grade Celsius. Marcarea coeficientului de temperatură se face în codul culorilor sau codificat printre litere ştampilate pe corpul capacitorului. Coeficientul de temperatură al capacitoarelor are o anumită toleranţă. Adică, coeficientul de temperatură al unui tip de capacitor se poate afla într-o gamă de valori dată de toleranţa acestui coeficient. De exemplu, pentru tipul de capacitoare ceramice disc (tip I) CGP1219 coeficientul de temperatură β_T este -750 ppm/° C, toleranţa lui β_T' este ± 250 ppm/°C. Dacă un asemenea capacitor de 100 pF este supus unei variaţii de temperatură de +20° C, capacitatea poate fi între: $C = 100$ pF $+ (-750 \times 10^{-6} : 20° \text{C} \pm 250 \times \times 10^{-6} : 20° \text{ C})$ adică $98 \text{ pF} \leqslant C \leqslant \leqslant 99{,}75$ pF.

5. *Tensiunea nominală*, U_n, măsurată în [V], este tensiunea continuă, care poate fi aplicată permanent terminalelor capacitorului la o temperatură dată (de regulă, +40° C). Dacă în circuitul unde se află conectat capacitorul există şi componente de tensiune alternativă (sau de impulsuri) este necesar ca suma dintre tensiune continuă şi valoarea de vîrf (a componentei alternative) să fie mai mică decît U_n. În cazul unor tipuri de capacitoare, proprietăţile dielectricului se modifică mult în funcţie de frecvenţă. Astfel, tensiunea de lucru a capacitorului este precizată la o anumită frecvenţă de lucru. De exemplu, pentru capacitoarele cu hîrtie, valoarea de vîrf a tensiunii care se poate aplica la frecvenţa de 50 Hz este 20% din U_n, iar la 1 kHz este de 3% din U_n. O dată cu creşterea temperaturii mediului ambiant tensiunea care se poate aplica terminalelor capacitorului va fi mai scăzută decît U_n. Se defineşte *tensiunea de categorie* U_c, tensiunea care se poate aplica capacitorului ce se află la temperatura maximă (T_{max}) a categoriei climatice. De exemplu, la un capacitor cu polistiren (styroflex) tip PS 06.15 de 25 nF, tensiunea nominală $U_n = 160$ V, iar $U_c = 140$ V (la +70° C).

La terminalele capacitorului pot să apară pentru o durată scurtă de timp tensiuni mai mari ca U_n. Valoarea maximă a tensiunii, care se poate aplica timp de 1 minut capacitorului fără ca acesta să se deterioreze, se numeşte *tensiune de vîrf*, U_{vf}. La capacitoarele cu hîrtie uleiată pentru curent alternativ, $U_{vf} = 1{,}2\ U_n$, iar la electrolitici, $U_{vf} = 1{,}15\ U_n$ ($U_n \leqslant \leqslant 100$ V).

---

[1] ppm — parts per million, 1 ppm = $\times 10^{-6}$

Valorile tensiunilor nominale U_n în volţi sînt normalizate după şirul de numere din tabelul alăturat, multiplicate cu multiplii lor zecimali.

1		1,6		2,5		4		6,3	
1	1,2	1,6	2	2,5	3,5	4	5	6,3	8

Faţă de valorile normalizate, în cazul unor tipuri de capacitoare cu destinaţie specială, se întîlnesc şi valori nenormalizate. De exemplu, capacitoarele cu hîrtie pentru startere au $U_n = 220$ Vca, pentru antiparazitare HMZ, $U_n = 110$ Vca etc.

Tensiunea nominală U_n, în cazul capacitoarelor destinate aplicaţiilor de c.a. (cum sînt tipurile HPA, HSA, HAM, cu hîrtie uleiată etc.) se dă în volţi c.a. [Vca]. Valoarea tensiunii nominale U_n este marcată în clar, în codul culorilor sau în cod literal pe corpul capacitorului.

6. *Rezistenţa de izolaţie*, R_{iz}, caracterizează proprietatea de izolaţie a materialului dielectric dintre armături. La aplicarea unei tensiuni continue, de valoare precizată, terminalelor capacitorului, după ce acesta se încarcă, prin el va circula un anumit curent. Raportul dintre tensiunea aplicată şi curentul care trece prin capacitor (după ce acesta se încarcă) la o temperatură prescrisă (de obicei, +20° C) defineşte rezistenţa de izolaţie, R_{iz}, şi se măsoară în ohmi. Rezistenţa de izolaţie scade odată cu creşterea temperaturii, după o lege exponenţială.

Curentul continuu care trece prin capacitor cînd la terminale se aplică o tensiune continuă se numeşte *curent de fugă*, I_f. Intensitatea curentului de fugă I_f, depinde de modificările care apar în dielectric odată cu: temperatura, tensiunea, capacitatea, timpul etc. Influenţa acestor factori este în strînsă legătură cu tipul capacitorului. Cu cît curentul de fugă este mai mic, cu atît calitatea dielectricului este mai bună.

Pentru a caracteriza rezistenţa de izolaţie, R_{iz}, în legătură cu capacitatea C_n a capacitorului, se defineşte *constanta de timp*: $\tau = R_{iz} \times C_n$ [s]; [F × Ω]. În cazul capacitoarelor electrolitice, unde curentul de fugă are valori semnificative, curentul de fugă se exprimă funcţie de capacitatea şi tensiunea nominală prin relaţia:

$$I_f = a \times C_n \times U_n + I_0,$$

unde: a este o constantă şi I_0 — o valoare reziduală.

Astfel, pentru capacitoare cu aluminiu, de uz general, la $t = 20°$ C:

a) $I_f = 0{,}05 \; C_n \times U_n$ pentru $C_n U_n < 1\,000$, sau $I_f = 5$ μA (alegînd dintre aceste valori pe cea mai mare);

b) $I_f = 0{,}03 \; C_n \times U_n + 20$ μA, pentru $C_n U_n > 1\,000$;

c) $I_f = 0{,}1 \; C_n \times U_n + 100$ μA pentru tipurile destinate filtrajului din redresoare (EG11.00, EG31.00, EG3500 etc.).

Pentru comparaţie, prezentăm valoarea curentului de fugă al capacitoarelor cu tantal, cu electrolit solid, de uz general tip picătură (CTS-P), la $t = 20$°C: $I_f \leqslant 0{,}05 \; C_n \times U_n$ sau 2 μA, alegîndu-se cea mai mare dintre cele două valori.

Dependența curentului de fugă de factorii enumerați mai sus se prezintă în cataloagele fabricilor producătoare pentru familii (tipuri) de capacitoare.

7. *Tangenta unghiului de pierderi*, tg δ. Datorită existenței pierderilor în capacitor, cînd acestuia i se aplică o tensiune alternativă de frecvență dată și la o temperatură precizată, apare în afara puterii reactive și o putere activă (disipativă). Raportul dintre puterea activă și cea reactivă este tangenta unghiului de pierderi, tg δ. Calitatea capacitorului este cu atît mai bună cu cît tg δ este mai mică.

8. *Inductanța capacitorului*, L , este valoarea inductanțelor distribuite în sistemul fizic al capacitorului și care în schema echivalentă a acestuia reprezintă un element parazitar. Datorită inductanței proprii se limitează frecvența maximă de lucru a capacitorului. La inductanța proprie se mai adaugă și inductanța terminalelor. La frecvențe înalte (peste 100 MHz) terminalele vor fi cît mai scurte, iar peste 300 MHz se vor folosi capacitoare disc fără terminale.

Pe lîngă acești parametri principali ai capacitoarelor mai există o serie de parametri specifici unor tipuri, cum ar fi cei care se referă la capacitoarele variabile, ajustabile (trimeri), disc, tubulare etc. Există apoi o serie de parametri legați de exigențele care se impun cu ocazia încercărilor și a proceselor tehnologice.

Vom reveni, acolo unde vom considera util, asupra unora dintre acești parametri. Recomandăm cititorului să parcurgă cu atenție paragrafele mai sus prezentate, însușindu-și astfel cunoștințe minime pentru a putea înțelege principalele date care caracterizează tipurile de capacitoare. Este momentul să menționăm că majoritatea parametrilor care caracterizează capacitoarele sînt normați prin prevederi și recomandări naționale, STAS-uri, și internaționale, CEI (Comisia Electrotehnică Internațională).

Dezvoltarea și diversificarea producției capacitoarelor în Republica Socialistă România a atras după sine și apariția pe piața comercială a numeroase tipuri de asemenea componente. Se poate afirma că amatorul electronist lucrează în prezent aproape în exclusivitate cu capacitoare fabricate în țară. Din acest motiv, în prezenta lucrare vom prezenta numai aceste tipuri de capacitoare.

TIPURI DE CAPACITOARE

Clasificarea capacitoarelor se poate face după mai multe criterii. Deoarece proprietățile dielectricului utilizat stabilesc în cea mai mare măsură parametrii capacitoarelor, clasificarea după acest criteriu este cea mai răspîndită.

1. — cu hîrtie uleiată
   — cu hîrtie metalizată
   — cu dielectric mixt hîrtie și folie de polipropilenă
2. — bobinate cu film plastic
   — polistiren (stiroflex) metalizat
   — polietilentereftalat (mylar) metalizat
   — policarbonat metalizat
   — polipropilenă metalizată
   — teflon

3. — ceramice — tip I
   — tip II
   — multistrat
4. — electrolitice — cu aluminiu
   — cu tantal
5. — cu mică
6. — cu lac metalizat
7. — cu sticlă
8. — cu aer
9. — cu porţelan de RF

Pentru tipurile de capacitoare fabricate în Republica Socialistă România, mai des utilizate în practica amatorului electronist, vom prezenta în continuare principalii parametri electrici, dimensiunile, marcarea şi domeniul de utilizare.

Capacitoare cu dielectric hîrtie impregnată

Capacitoare cu hîrtie uleiată pentru curent continuu, tip HC 24.00

— capacitatea nominală: între 0,01 µF şi 0,47 µF

— toleranţa: ±20%

— tensiunea nominală, U_n : 400; 630; 1 000; 1 300 Vcc

— temperaturile nominale, T_{min}, T_{max} : −25° C ... +85° C

— tensiunea de categorie, U_c : 0,6 U_n

— tangenta unghiului de pierderi la +20° C şi $f = 1$ kHz : 10^{-2}

— rezistenţa de izolaţie: 6 000 MΩ

Aceste capacitoare au corpul din tub de aluminiu cu dimensiunile:

L (lungimea) între 26 ... 53 mm şi *D* (diametrul) între 10 ... 20 mm

Marcarea se face literal (în clar) pe corpul tubular al capacitorului, de exemplu:

HC 24.16
0.022 µF ± 20% 400 Vcc
25/85/21

adică, HC — capacitor cu izolaţie din hîrtie uleiată; 0,022 µF — capacitatea nominală; ±20% — toleranţa lui C_n; 400 Vcc — tensiunea nominală, 25/85/21 — categoria climatică (adică, $T_{min} = -25°$ C, $T_{max} = +85°$ C, durata încercării la căldura umedă 21 zile).

Aceste tipuri de capacitoare se utilizează în circuite cu componentă de curent continuu. Avînd o bună stabilitate a capacităţii în timp, o gamă largă a temperaturilor nominale se folosesc în circuite de cuplaj, de decuplare, corectoare etc. O dată cu creşterea frecvenţei cresc şi pierderile în dielectric. Astfel, limita superioară a domeniului de utilizare funcţie de frecvenţă nu depăşeşte circa 100 kHz. Sînt capacitoare de uz general.

Capacitoare cu hîrtie uleiată pentru curent alternativ, tip HA 25.00

— capacitatea nominală: între 2 µF... 7,5 µF

— toleranţa: ±10%

— tensiunea nominală, U_n: 250; 400; 500; 600 Vca.

— temperaturile nominale, T_{min}, T_{max} : −10° C ... +70° C

— rezistenţa de izolaţie între terminale: $C_n \times R_{iz} \geqslant 5\,000$ [MΩ · µF].

Capacitoarele au corpul format dintr-un tub de aluminiu închis la un cap, iar la celălalt avînd un capac izolator etanşat cu garnitură de cauciuc. Dimensiunile sînt: *L* (lungimea) între 65 ... 115 mm şi *D* (diametru) = 40 mm.

Marcarea se face literal (în clar) pe corpul capacitorului; de exemplu:

HA 25.77
5 µF ± 10% 250 Vca

Aceste capacitoare se folosesc la circuitele de curent alternativ: la corpuri de iluminat, circuite de defazare pentru motoare asincrone etc.

Tot din familia capacitoarelor cu hîrtie uleiată fac parte şi tipurile: HSA, HAM, HS, HZ, HMZ, care se folosesc în circuitele de curent alternativ pentru antiparazitarea maşinilor electrice, pentru circuitele electrice auto, antiparazitarea aparaturii de radio, capacitoare de trecere pentru antiparazitare (HMZ 6411) etc.

Capacitoarele cu hîrtie metalizată, **HMC 33.00 au principalele caracteristici:**

— capacitatea nominală C_n între: 0,22 μF ... 2,2 μF;

— toleranţa: ±20%;

— tensiunea nominală, U_n: 150, 250, 350 Vcc;

— temperaturile nominale, T_{min}, T_{max} : —10° C ... +70°C;

— tensiunea de categorie: 0,8 U_n;

— tangenta unghiului de pierderi: 0,015;

— categoria climatică: 10/070/04.

Bobina capacitorului este acoperită cu un strat de protecţie din compund. Dimensiunile sînt: diametrul între 9,5... 19 mm, lungimea între 22 ... 60 mm.

Marcarea se face literal pe corpul capacitorului.

Aceste capacitoare sînt de uz general şi se pot folosi în aparatura de audiofrecvenţă, circuite de deflexie tv etc.

Capacitoare cu dielectric mixt hîrtie şi folie de polipropilenă, tip HPR. Sînt folosite la redresoarele de putere cu diode şi tiristoare, în paralel cu acestea. Principalele caracteristici sînt:

— capacitatea nominală, C_n: 0,47 şi 1 μF;

— toleranţa: ±10%;

— tensiunea nominală, U_n: 400, 800 Vca;

— temperaturile nominale, T_{min}, T_{max} : —40° C ... +70° C;

— tangenta unghiului de pierderi: 0,01 la $f = 1\,000$ Hz;

— rezistenţa de izolaţie la $U_{măs} = 500$ V, $t = 1$ min,

— între terminale: ≥6 000 MΩ

— între terminale şi masă: >12 000 MΩ.

— rigiditatea dielectrică

— între terminale: $4U_n$ (în c.c.);

— între terminale şi masă: $(4U_n + 1\,000)$ (în c.c.).

Fiind capacitoare cu o foarte bună izolaţie şi tensiune nominală mare sînt corespunzătoare şi în circuitele multiplicatoare de tensiune.

Marcarea se face literal pe corpul de aluminiu.

Capacitoare bobinate cu film plastic

Aceste capacitoare au armăturile din folii subţiri din aluminiu sau staniu depuse pe una din următoarele mase plastice: polistiren (stiroflex), polietilentereftalat (mylar), policarbonat sau polipropilenă. Sînt foarte răspîndite în aparatura radio, audio, tv, circuite industriale etc.

Parametrii principali sînt:

— capacitatea nominală, C_n, pentru capacitoarele cu poliester, se modifică cu temperatura astfel: la —40°C, C_n scade cu circa 4%, iar la +80°C creşte cu circa 1,5%. O dată cu creşterea frecvenţei, C_n scade, la 1 MHz cu 5%. La capacitoarele cu polistiren (stiroflex), C_n scade cu creşterea temperaturii, astfel la +70°C cu 1%.

— În ce priveşte tensiunea nominală, U_n, trebuie să facem următoarele precizări:

a) componenta de curent continuu însumată cu valoarea de vîrf a componentei alternative trebuie să fie mai mică ca U_n;

b) valoarea de vîrf a componentei alternative nu trebuie să depăşească următoarele valori:

Tip	*Valoarea de vîrf*	$U_n[V]$	*Frecvenţa [Hz]*
Capacitoare cu poliesteri	20% U_n		50
	3% U_n		1 000
	1% U_n		10 000
Capacitoare cu stiroflex	40% U_c	25 şi 63	
	30% U_c	160 şi 250	
	20% U_c	630 şi 1 000	

Aceste limitări trebuie îndeplinite pentru a se asigura funcţionarea în condiţii corespunzătoare ale capacitoarelor.

— pierderile în capacitor, cresc odată cu creşterea frecvenţei; astfel, pentru capacitoarele cu poliester, la $f = 100$ kHz, tangenta unghiului de pierderi a crescut la 80×10^{-4} faţă de 20×10^{-4} la 100 Hz.

Capacitoarele cu polistiren (stiroflex) au caracteristici electrice bune într-un domeniu larg de frecvenţe, de la curent continuu la sute de MHz. Sînt fabricate în cîteva variante constructive.

Capacitoarele cu polistiren, cu terminale axiale, tip PS 00.100 au următoarele caracteristici principale:

— capacitatea nominală, C_n: 100 ... ... 100 000 pF;

— toleranţa conform seriilor E48, E24, E12, E6: ±2,5%, ±5%, ±10%, ±20%;

— tensiunea nominală, U_n: 25, 63, 160, 250, 630, 1 000 Vcc;

— tensiunea de categorie: 0,85 U_n (+70°C);

— temperaturile nominale: −10°C ... ... +70°C;

— categoria climatică: 40/070/04;

— tangenta unghiului de pierderi:
pentru $C_n \leqslant 1\,000$ pF şi
$f = 1$ MHz: $\leqslant 10 \times 10^{-4}$
pentru $C_n > 1\,000$ pF şi
$f = 1$ kHz: $\leqslant 5 \times 10^{-4}$

— coeficientul de temperatură, β_T: (−60 ... −220) ppm/°C;

— rigiditatea dielectrică între terminale: $2U_n$;
între terminalele unite şi masă: > 400 V

— rezistenţa de izolaţie, R_{iz}: între terminele: pentru $U_n < 100$ V: $\geqslant 1\,000$ MΩ
pentru $U_n > 100$ V: $\geqslant 1\,000$ MΩ
între terminalele unite şi masă:
$U_n < 100$ V: >100 MΩ
$U_n > 100$ V: >100 000 MΩ

Dimensiunile sînt: L între 8 ... 32 mm, iar D între 5,1 ... 32 mm.

Marcarea: capacitatea şi toleranţa se fac literal, în clar, iar tensiunea nominală în cod — printr-o culoare aplicată la extremitatea capacitorului. Acest cod este:

25 Vcc — albastru
63 Vcc — galben

160 Vcc — roşu
250 Vcc — verde
630 Vcc — negru
1 000 Vcc — negru + marcaj în clar

Capacitoarele stiroflex sînt utilizate în aparatura radio şi tv, în telecomunicaţii, circuite industriale etc. Avînd coeficient de temperatură negativ (β_T) sînt recomandate a fi utilizate în circuite oscilante şi filtre electrice cu miezuri de ferită (tip oală).

Tot din familia capacitoarelor cu polistiren mai fac parte tipurile PSC 00.11, PS 06.10 cu terminale axiale, PS 00.20 şi PS 06.20 cu terminale de implantare, care au caracteristici electrice asemănătoare. Pentru o gamă mai extinsă de temperatură, între —40°C şi 85°C, sînt fabricate capacitoarele de tipul PS 16.00 cu folie de aluminiu şi PSS 16.00 cu folie de staniu. Aceste tipuri sînt montate în capsule de bachelită închise cu răşină epoxidică. Sînt capacitoare cu pierderi mici, care se pot folosi la: circuite oscilante, circuite din aparate de măsură, circuite de temporizare, integratoare etc.

Capacitoare cu polietilentereftalat (mylar), tip PMP 02.00

Aceste capacitoare sînt bobinate din folie de poliester metalizat, mulate apoi în compund de răşină epoxidică de formă paralelipipedică. Principalele caracteristici sînt:

— capacitatea nominală, C_n, între: 0,01 ... 0,33 μF;

— toleranţa capacităţii pentru seriile E6, E12: ±10%; ±20%;

— tensiunea nominală, U_n: 100, 200, 400, 500 Vcc;

— temperaturile nominale, T_{min}, T_{max}: —40°C ... +85°C;

— tangenta unghiului de pierderi ($f = 1$ kHz): $\leq 0{,}01$;

— rezistenţa de izolaţie (la 20°C): $\geq 3 \times 10^4$ MΩ;

— rigiditatea dielectrică între terminale: $2U_n$.

Dimensiunile sînt: B (grosime) între 5,5 ... 7 mm, H (înălţime) între 9,5 ... ... 12,5 mm, L (lăţime) între 13 ... ... 18,5 mm. Marcarea se face literal pe corpul capacitorului, de exemplu: PMP 02.01 — 0,1/100, unde: PMP — capacitor cu poliester metalizat; 02 — familia tehnologică; 01 — codificarea capsulei (dată în cataloage); 0,1 — capacitatea nominală în μF şi 100 — tensiunea nominală în Vcc.

Tot din această familie fac parte tipurile: PMP 03.00 şi PMP 07.00, care sînt de formă cilindrică cu valori între 0,01 ... 2,2 μF; PMP 08.00. PMP 08.00, PMP 09.00, PMP 10.00 şi PMP 11.00. Se utilizează în aparatura radio, tv, telecomunicaţii pînă la frecvenţe de sute de kiloherţi.

Capacitoare ceramice

Se produc în trei familii tehnologice: capacitoare ceramice tip I, tip II şi multistrat.

Capacitoare ceramice tip I. Se produc sub trei tipuri constructive: disc, plachetă şi tubulare.

Capacitoare ceramice disc: CG 12.00

Caracteristici electrice:

— capacitatea nominală, C_n: 0,8 pF ... 270 pF;

— tensiunea nominală, U_n: 500 Vcc;

— rigiditatea dielectrică: 1 250 Vcc;

— rezistența de izolație R_{iz}: $\geq 10\,000$ MΩ;

— tangenta unghiului de pierderi tg δ la $f = 1$ MHz

$C \leq 50$ pF: $\leq 15 \times 10^{-4}$;

$C > 50$ pF: $\leq (150/C + 12) \times 10^{-4}$

— categoria climatică: 40/85/21

Codificarea:

C G U 12 08 18 pF ±5% 500 Vcc
- 500 Vcc → U_n
- ±5% → toleranța
- 18 pF → C_n [pF]
- 08 → diametrul [mm]
- 12 → tip disc
- U → dielectric cu β_T caracterizat
- G → ceramice tip I
- C → capacitor ceramic

— *Capacitoare cu coeficient de temperatură pozitiv:* CGA

1) CGA 12.06; C_n: (0,8; 1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6) pF

2) CGA 12.08; C_n: (6,8; 8,2; 10) pF

toleranța ±0,25 pF; ±0,5 pF; ±1 pF

coeficient de temperatură β_T: +100 ppm/°C

toleranța lui β_T: ±100 ppm/°C

marcarea lui β_T: auriu sau (A)

— *Capacitoare cu coeficient de temperatură negativ:* CGH

1) CGH 12.06; C_n: (2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6 și 6,8) pF

2) CGH 12.08; C_n: (8,2; 10; 12) pF

3) CGH 12.11; C_n: (15; 18; 22) pF

4) CGH 12.15; C_n: (33; 39; 47) pF

5) CGH 12.19; C_n: (68; 82; 100; 120) pF

toleranța: $C < 10$ pF: (±0,25; ±0,5; ±1) pF

$C > 10$ pF: ±5%; ±10%

coeficient de temperatură β_T: —33 ppm/°C

toleranța lui β_T: ±60 ppm/°C

marcarea lui β_T: maron sau (D)

— *Capacitoare cu coeficient de temperatură negativ:* CGP

1) CGP 12.06; C_n: (2.2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2) pF

2) CGP 12.08; C_n: (10; 12; 15) pF

3) CGP 12.11; C_n: (18; 22; 27; 33) pF

4) CG 12.15; C_n: (39; 47; 56; 68; 82) pF

5) CG 12.19; C_n: (100; 120; 150) pF

toleranța $C < 10$ pF: (±0,25; ±0,5; ±1) pF

$C > 10$ pF: ±5%; ±10%

coeficient de temperatură β_T: —150 ppm/°C

toleranța lui β_T: ±60 ppm/°C

marcarea lui β_T: portocaliu sau (G)

— *Capacitoare cu coeficient de temperatură negativ:* CGU

1) CGU 12.06; C_n: (2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2; 10; 12; 15; 18) pF

2) CGU 12.08; C_n: (22; 27; 33; 39) pF

3) CGU 12.11; C_n: (47; 56; 68; 82) pF

4) CGU 12.15; C_n: (100; 120; 150) pF

5) CGU 12.19; C_n: (180; 220; 270) pF

toleranța $C < 10$ pF: (±0,25; ±0,5; ±1) pF

$C > 10$ pF: ±5%; ±10%

coeficientul de temperatură β_T: —750 ppm/°C

toleranța lui β_T: ±250 ppm/°C

marcarea lui β_T: violet sau (N)

Capacitoare ceramice plachetă: CG 32.00

Caracteristici electrice:

— capacitatea nominală, C_n: 10 ... ... 1 000 pF

— tensiunea nominală, U_n: 63 Vcc

— rigiditatea dielectrică: 2,5 U_n

— rezistența de izolație, R_{iz}: >10 000 MΩ

— tangenta unghiului de pierderi tg δ la $f = 1$ MHz: <0,2%

— categoria climatică: 40/085/21.

Codificarea se face la fel ca la capacitoarele disc, diferind doar tipul (cifrele 12 devin 32).

— *Capacitoare cu coeficient de temperatură negativ:* CGP

1) CGP 32.06; C_n: (10; 12; 15; 18; 22; 27; 33; 39; 47; 56; 68) pF

2) CGP 32.10; C_n: (82; 100; 120) pF

3) CGP 32.12; C_n: (150; 180; 220) pF

4) CGP 32.15; C_n: (270; 330; 390) pF

toleranța: ±5%; ±10%; ±20%

coeficientul de temperatură β_T: —150 ppm/°C

toleranța lui β_T: ±60 ppm/°C

marcarea lui β_T: portocaliu sau (G)

— *Capacitoare cu coeficient de temperatură negativ:* CGU

1) CGU 32.06; C_n: (33; 39; 47; 68; 82) pF

2) CGU 32.10: C_n: (100; 120; 180; 220; 270; 330) pF

3) CGU 32.12; C_n: (390; 470; 560) pF

4) CGU 32.15; C_n: (680; 820; 1 000) pF

toleranța: ±5%; ±10%; ±20%

coeficientul de temperatură β_T: —750 ppm/°C

toleranța lui β_T: ±250 ppm/°C

marcarea lui β_T: violet sau (N).

Tabelul 4.1

Culoarea	β_T [*ppm/°C*]	*Prima cifră*	*A doua cifră*	*Multiplicator*	*Toleranța*	
					$C < 10$ *pF*	$C \geqslant 10$ *pF*
Negru	0	0	0	1	±2 pF	±20%
Maro	—33	1	1	10	±0,1 pF	±1%
Roșu	—75	2	2	10^2	±0,25 pF	±2%
Portocaliu	—150	3	3	10^3	—	—
Galben	—220	4	4	10^4	—	—
Verde	—330	5	5	—	±0,5 pF	±5%
Albastru	—470	6	6	—	—	—
Violet	—750	7	7	—	—	—
Gri (cenușiu)	—	8	8	0,01	—	—
Alb	—	9	9	0,1	±1 pF	±10%
Auriu	+100	—	—	—	—	—

Marcarea capacitoarelor de tip I disc și plachetă:

— pentru capacitoare cu diametrul mai mic sau egal cu 8 mm se face în clar (sau în codul culorilor).

— pentru capacitoare cu diametrul mai mare de 8 mm se face în codul culorilor (figura 4.1, a).

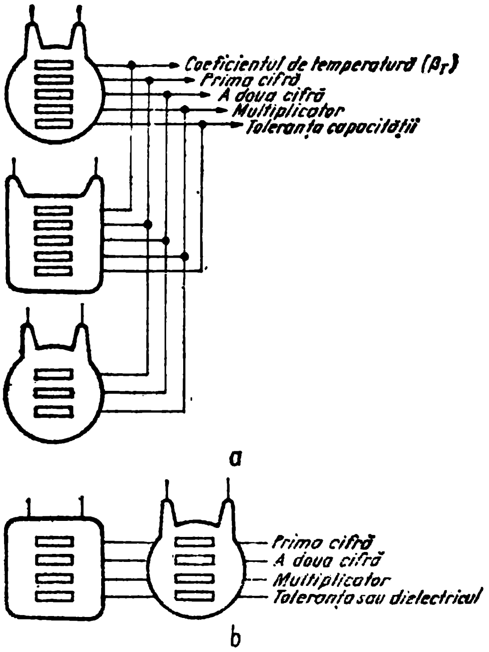


Fig. 4.1. a) Marcarea capacitoarelor ceramice tip I în codul culorilor. b) Marcarea capacitoarelor ceramice tip II în codul culorilor.

Capacitoare ceramice tubulare:
CO 10.00

Caracteristici electrice:

— capacitatea nominală, C_n: 1 ... ... 2,2 pF

— tensiunea nominală, U_n: 500 Vcc

— rezistența de izolație, R_{iz}: $>$10 000 MΩ

— tangenta unghiului de pierderi tg δ: $< (150/C_n) \times 10^{-4}$

— categoria climatică: 40/085/21

Codificarea: CO*V* 10.06 1,0 pF ± ± 0.25 500 Vcc, unde:

V — tipul dielectricului; 10 — capacitor ceramic tubular; 06 — lungimea [mm].

Se produc următoarele tipuri:

1) COV 10.06 cu C_n: (1.0 și 1,2) pF

2) COV 10.07 cu C_n: (1,0 și 1,2) pF

3) COV 10.05 cu C_n: (1,5 și 2,2) pF

La toate tipurile:

toleranța: ±0,25 pF

coeficientul de temperatură β_T este între: (+250 și −500) ppm/°C.

Marcarea se face în clar pentru C_n și cu codul culorilor pentru β_T. La tipurile de mai sus, β_T se marchează cu portocaliu.

Capacitoarele ceramice tip I fiind cu pierderi mici, cu coeficient de temperatură β_T definit, cu toleranțe mici, sînt utilizabile în circuite oscilante și filtre de radiofrecvență din echipamentele de radio, tv și telecomunicații, precum și în circuite electronice, unde este necesară stabilitatea capacității (circuite basculante astabile, monostabile, de temporizare etc.)

Capacitoare ceramice tip II

Aceste capacitoare au coeficient de temperatură și toleranță mare. Sînt produse în trei categorii: disc, plachetă și de înaltă tensiune.

Capacitoare ceramice tip II disc:
CL 12.00

Sînt realizate cu ceramică dielectrică de trei calități: *X*, *Y* și *Z*.

— *Capacitoare disc cu dielectric X:*
CLX

1) CLX 12.06; C_n: (470, 560, 630, 820) pF;

2) CLX 12.08; C_n: (1 000, 1 200, 1 500, 1 800) pF;

3) CLX 12.11; C_n: (2 200, 2 700, 3 300, 3 900, 4 700) pF;

4) CLX 12.15; C_n: (5 600, 6 800) pF;

— toleranța: (−20 ... +80) ... ... (−20 ... +50)%

— variația capacității în gama de temperaturi de la −40°C la −85°C în procente, față de capacitatea la +20°C: (−70 ... +30)%.

— *Capacitoare disc cu dielectric Y:* CLY

1) CLY 12.06; C_n: (680, 820, 1 000, 1 200, 1 500) pF;

2) CLY 12.08; C_n: (1 800, 2 200, 2 700, 3 300) pF;

3) CLY 12.11; C_n: (3 900, 4 700, 5 600, 6 800) pF;

4) CLY 12.15; C_n: (8 200, 10 000) pF;

— toleranța: (−20 ... +80) ... (−20 ... +50)%

— variația capacității în gama de temperaturi de la −40° la +85°C în procente față de capacitatea la +20°C: (−90 ... +30)%.

— *Capacitoare disc cu dielectric Z:* CLZ

1) CLZ 12.06; C_n: (33, 39, 47, 56, 68, 82, 100, 120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680) pF;

2) CLZ 12.08; C_n: (220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820, 1 000, 1 200) pF;

3) CLZ 12.11; C_n: (1 500, 1 800, 2 200, 2 700) pF;

4) CLZ 12.15; C_n: 4 700 pF;

— toleranța: ±10% și ±20%;

— variația capacității în gama de temperaturi de la −40°C la +85°C în procente față de capacitatea la +20°C: ±20%.

Pentru toate familiile capacitoarelor disc:

— tensiunea nominală, U_n: 500 Vcc;

— rigiditatea dielectrică: 1 250 Vcc;

— rezistența de izolație, R_{iz}: 3 000 MΩ;

— tangenta unghiului de pierderi: $\operatorname{tg}\delta$ (la $f = 1$ kHz): $\leqslant 3{,}5\%$;

— categoria climatică: 40/085/21.

Capacitoare ceramice tip II plachetă: CL 32.00

Sînt, de asemenea, realizate cu ceramică dielectrică de trei categorii: *X*, *Y* și *Z*.

— *Capacitoare plachetă cu dielectric X:*

1) CLX 32.06; C_n: (3 300, 3 900, 4 700) pF;

2) CLX 32.10; C_n: (5 600, 6 800, 8 200, 10 000) pF;

— toleranța: (−20 ... +80)% ... ... (−20 ... +50)%;

— variația capacității în gama de temperatură de la −40° la +85°C în procente față de capacitatea la +20°C: (−70 ... +30)%

— *Capacitoare plachetă cu dielectric, Y:*

1) CLY 32.06; C_n: 10 000 pF;

2) CLY 32.10; C_n: (12 000, 15 000, 18 000, 22 000) pF;

3) CLY 32.12; C_n: (27 000, 33 000, 39 000, 47 000) pF;

4) CLY 32.15; C_n: (56 000, 68 000, 82 000, 100 000) pF;

— toleranța: (−20 ... +80) ... (−20 ... +50)%;

— variația capacității în gama de temperatură de la −40° la +85°C în procente față de capacitatea la +20°C: (−90 ... +30)%.

— *Capacitoare plachetă cu dielectric, Z:*

1) CLZ 32.06; C_n: (470, 560, 680, 820, 1 000, 1 200, 1 500, 1 800, 2 200) pF;

2) CLZ 32.10; C_n: (2 700, 3 300, 4 700, 5 600, 6 800) pF;

3) CLZ 32.12; C_n: (8 200, 10 000, 12 000, 15 000) pF;

4) CLZ 32.15; C_n: (18 000, 22 000) pF;

— toleranța: ±10%, ±20%;

— variația capacității în gama de temperaturi de la −40° la +85°C în procente față capacitatea la +20°C: ±20%.

Pentru toate familiile de capacitoare plachetă:

— tensiunea nominală, U_n: 25 Vcc;

— rigiditatea dielectrică: 2,5 U_n;

— rezistența de izolație, R_{iz}: > >3 000 MΩ;

— tangenta unghiului de pierderi tg δ (la $f = 1$ kHz): < 3,5%;

— categoria climatică: 40/085/21.

Marcarea capacitoarelor ceramice tip II se face în codul culorilor. La unele categorii marcarea se face numai în clar. În figura 4.1, b prezentăm marcarea capacitoarelor tip II în codul culorilor.

Capacitoarele ceramice tip II sînt utilizate în schemele de înaltă frecvență ca circuite de cuplaj, în circuite de decuplare, filtrare din aparatura radio, tv și telecomunicații.

Curentul de radiofrecvență ce trece prin capacitor nu trebuie să depășească 1 A, sau puterea reactivă din circuitul unde este montat să fie sub 200 VAR (voltamperreactiv). Aceste condiții limită trebuie să fie respectate pentru a se asigura funcționarea în condiții de siguranță a capacitoarelor.

Capacitoare ceramice disc tip II de înaltă tensiune

Sînt destinate a lucra în trei game de tensiuni nominale U_n: 1 kVcc, 2 kVcc și 3 kVcc.

1) Capacitoare de 1 kVcc: CA 12.00

— CAW 12.06; C_n: (100, 150, 200, 330) pF

— CAX 12.06; C_n: (470, 680, 1 000) pF

— CAX 12.11; C_n: (1 500, 2 200, 3 300) pF

2) Capacitoare de 2 kVcc: CB 12.00

— CBW 12.06; C_n: (100, 150, 200, 330, 470) pF

— CBX 12.08; C_n: (680, 1 000) pF

— CBX 12.11; C_n: (1 500, 2 200) pF

3) Capacitoare de 2 kVcc: CC 12.00

— CCW 12.08; C_n: (100, 150, 220, 330, 470, 680) pF

— CCW 12.11; C_n: (1 000, 1 500) pF

Pentru toate categoriile:

— rigiditatea dielectrică: 2,5 U_n

— rezistența de izolație, R_{iz} : > >5 000 MΩ

— tangenta unghiului de pierderi tg δ la $f = 1$ MHz: < 3,5%.

În ce privește toleranța la:

— categoriile CAW, CBW și CCW: ±20%, cu o variație a capacității cu temperatura (−40 ... +85)°C între: (−55 ... +20)%

— categoriile CAX, CBX și CCX: (−20 ... +80)% cu o variație a capacității cu temperatura (−40 ... +85)°C între: (−70 ... +30)%.

Aceste tipuri de capacitoare sînt utilizate în circuite de filtrare, de cuplaj, circuite de decuplare din aparatura de radio, tv şi telecomunicaţii. Sînt ideale pentru realizarea filtrelor de antiparazitare la nivelul reţelei de alimentare a echipamentelor.

Capacitoare ceramice multistrat

Sînt realizate cu dielectric ceramic tip I cu coeficient de temperatură foarte mic ($\beta_T = \pm 30$ ppm/°C) într-o gamă mare de temperatură sau cu dielectric tip II (Z sau X). Datorită tehnologiei multistrat se obţin capacităţi mari pe unitate de volum. Sînt destinate circuitelor profesionale, miniaturizate şi hibride. În concordanţă cu performanţele deosebite este şi preţul de cost. În prezent, încă nu au ajuns „la îndemîna" amatorilor, totuşi le vom prezenta succint.

Capacitoare multistrat „chip"

a) — cu ceramică dielectrică tip I: CC 30.00

— capacitatea nominală, C_n: (3,3 ... ... 18 000) pF

— toleranţa: ±2%, ±5%, ±10%, ±20%

— tensiunea nominală, U_n: 50 Vcc, 100 Vcc, 200 Vcc

— rigiditatea dielectrică (1 min.): 2,5 U_n

— tangenta unghiului de pierderi, tg δ, pentru $C \geqslant 50$ pF: $< 0{,}15\%$ pentru $C < 50$ pF: $< 1{,}5(150/C_n + 7)10^{-4}$

— rezistenţa de izolaţie, R_{iz}: $> 10\,000$ MΩ

— coeficientul de temperatură, β_T, în gama de temperatură între (−55 şi +125)°C: ±30 ppm/°C

— categoria climatică: 55/125/56

— temperatura de sudură: +230°C, timp de maximum 10 s; se recomandă preîncălzirea părţilor (circuit + capacitor) la $t = 100$°C ... 150°C, timp de 2 ... 5 minute.

b) — cu ceramică dielectrică tip II: CZ 30.00

— capacitatea nominală, C_n: (100 ... ... 100 000) pF

— toleranţa: ±5%, ±10%, ±20%

— tensiunea nominală, U_n: 50 Vcc, 100 Vcc, 200 Vcc

— tangenta unghiului de pierderi, tg δ: $< 3\%$

— rezistenţa de izolaţie, R_{iz}: $> 4\,000$ MΩ, pentru $C_n \leq 25$ nF $R_{iz} \times C_n = 100$ s, pentru $C_n > 25$ nF

— variaţia maximă a capacităţii în gama de temperaturi (−55 ... +125)°C: maxim ±20% (tipic ±15%)

— categoria climatică: 55/125/56

Capacitoare ceramice multistrat încapsulate

a) cu ceramică, tip I (MC 32.00); au caracteristicile electrice similare cu cele ale tipurilor „chip";

b) cu ceramică, tip II (MZ 32.00 şi MX 32.00); au caracteristici tipice calităţii dielectricului (Z) sau (X).

Marcarea acestor capacitoare se face în clar, cu următoarele observaţii:

— la capacitoarele cu $C_n < 1\,000$ pF, cifra indică valoarea în pF, de exemplu, 270 = 270 pF

— la capacitoarele cu $C_n > 10\,000$ pF, cifra indică valoarea în µF, iar pentru submultiplii µF-ului 0 nu se mai marchează, de exemplu. .1 = = 0,1 µF = 100 nF.

— tensiunea nominală se marchează cu o cifră: 1 = 25 Vcc; 2 = 50 Vcc; 3 = 100 Vcc; 4 = 200 Vcc, uneori pentru $U_n > 50$ Vcc marcarea nu se mai face.

— toleranța se indică în codul literal: $G = \pm 2\%$; $J = \pm 5\%$; $K = \pm 10\%$; $M = \pm 20\%$.

Capacitoare reglabile

Pentru realizarea ajustării valorii capacității sau a acordului unor circuite oscilante se produc capacitoare reglabile. Acestea se împart în două grupe: capacitoare ajustabile (trimere) și variabile. Capacitoarele ajustabile pot fi cu dielectric aer, ceramic sau folii plastice. Cele mai uzuale sînt cele ceramice, care se fabrică tip disc (CT) și tubular (CTFH).

Capacitoare ajustabile disc

1. Capacitoare ajustabile disc (CT 10.07.1):

— gama de variație a capacității, C_n: 3/10 pF, 3/12 pF, 5/15 pF, 5/20 pF, 6/25 pF, 7/80 pF

— tensiunea nominală, U_n: 160 Vcc

— rigiditatea dielectrică: 480 Vcc

— tangenta unghiului de pierderi, tg δ, la $f = 1$ MHz: $\leq 0{,}2\%$

— rezistența de izolație, R_{iz}: $> 3\,000$ MΩ

— categoria climatică: 25/085/04

— coeficientul de temperatură β_T se marchează cu o culoare pe corpul capacitorului: (+100 ... −200) ppm/°C — portocaliu; (−200 ... −900) ppm/°C — violet; (−800 ... −1 800) ppm/°C — albastru. Valoarea gamei lui C_n se face în clar.

2. Capacitoare ajustabile disc (CT 10.10):

— gama de variație a capacității, C_n: 3/12 pF, 5/20 pF, 6/25 pF, 10/40 pF, 10/60 pF.

— tensiunea nominală, U_n: 250 Vcc

— tangenta unghiului de pierderi, tg δ, la $f = 1$ MHz: $< 0{,}2\%$

— rezistența de izolație, R_{iz}: $> 3\,000$ MΩ

— rigiditatea dielectrică: 750 Vcc

— rezistența contactului mobil: $< 0{,}01$ Ω

— categoria climatică: 25/085/21

Marcarea se face în clar pentru C_n și în culori pentru β_T (ca la tipul CT 10.07.1).

Se mai fabrică tipurile: CT 10.11 și CT 10.21, care au caracteristici electrice asemănătoare. La tipul CT 10.21 tensiunea nominală U_n este de 350 V și rigiditatea dielectrică: 1 000 V.

Capacitoarele ceramice ajustabile sînt folosite în circuite unde reglajul valorii se face rar, condiție ce se impune pentru păstrarea parametrilor capacitorului.

Domeniul de utilizare este extins: oscilatoare (și cu cuarț), circuite acordate în radioreceptoare, tv și telecomunicații.

Valoarea curenților de radiofrecvență din circuit nu trebuie să fie mai mare de 1 A.

Capacitoare variabile

Sînt formate din una sau mai multe secțiuni cu armături fixe (stator) și același număr de secțiuni cu armături fixate pe un ax care se poate roti (rotorul). De obicei, secțiunile statorului sînt izolate, iar rotorul este conectat electric la corpul capacitorului. Secțiunile capacitorului variabil poartă denumirea funcției pe care o îndeplinesc în circuitul radioreceptorului. Astfel, la un capacitor variabil cu două secțiuni avem: o secțiune de semnal (sau de intrare) și o secțiune de oscilator local. Secțiunile de semnal și de oscilator pot fi pentru MA și/sau MF. Principalii parametrii ai capacitoarelor variabile sînt:

— *capacitatea maximă*, C_M; reprezintă capacitatea nominală cu rotorul deschis. Dacă la C_m se adaugă și capacitatea elementelor montajului pentru obținerea frecvenței maxime din gamă, definim capacitatea inițială C_0;

— *capacitatea maximă*, C_M; reprezintă capacitatea nominală cu rotorul închis;

— *variația maximă a capacității*, ΔC_{max}, este diferența dintre C_M și C_m: $\Delta C_{max} = C_M - C_m$;

— *capacitatea prescrisă*, C, este capacitatea electrică a capacitorului la un unghi de rotație dat: $C = C_0 + \Delta C$.

— *unghiul de rotație efectiv*, α^0, este unghiul dintre pozițiile rotorului corespunzătoare poziției pentru C_m și C_M (deschis-închis);

— *curba de variație a capacității* în funcție de unghiul de rotație α;

— *factorul de aliniere*; este raportul dintre capacitățile secțiunii de semnal și celei de oscilator pentru o poziție a rotorului dată;

— *raportul de demultiplicare*; este raportul dintre unghiul de rotație al axului sistemului de acționare și unghiul de rotație al rotorului capacitorului.

Caracteristicile electrice: U_n, tg δ, R_{iz}, β_T, toleranța etc. sînt definite ca la celelalte tipuri de capacitoare.

Prezentăm mai jos cîteva caracteristici ale celor mai uzuale tipuri de capacitoare variabile.

1) *Capacitoare variabile cu aer*

— tensiunea nominală, U_n: 450 V;

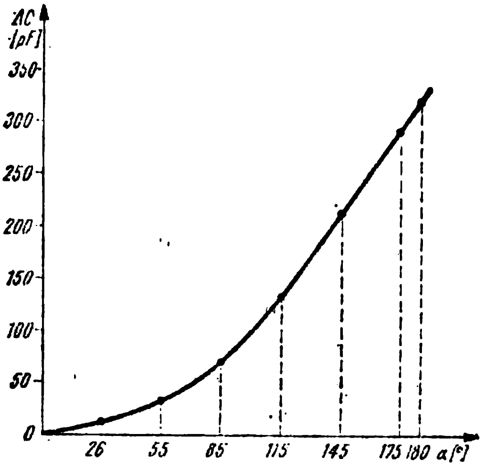


Fig. 4.2. Curba de variație a capacității cu unghiul de rotație.

— unghi de rotație: 180° + 3°;

— categoria climatică: 10/050/04;

— tangenta unghiului de pierderi tg δ pentru secțiunea MA (UL și UM): $\leqslant$ 0,1%;

pentru secțiunea MA (US): $\leqslant$0,2%;

pentru secțiunea MF: $\leqslant$1%;

— curbele de variație ale capacității funcție de unghiul de rotire sînt prezentate în cataloagele fabricanților. În figura 4.2 prezentăm curba de variație a capacității valabile pentru tipurile de capacitoare variabile cu aer din tabelul de mai jos:

Cod	*Domeniu de utilizare*	*Factor de aliniere*		*Raport de demultiplicare*
		MA	*MF*	
P 32463 A	MA, MF	1	1	3:1
P 32463 A	MA, MF	1	1	3:1
P 32693	MA	1	—	3:1
P 21710	MA, MF	1	1	5,66:1
P 22099 A	MA, MF	1	1	5,66:1
P 22070	MA	1	—	5,66:1
P 22200	MA, MF	1	1	3:1

2) *Capacitoare variabile cu dielectric solid*

În locul foiței de mică ce se utiliza ca izolator la vechile capacitoare variabile cu mică, în prezent se utilizează folii din film plastic. Capacitoarele variabile cu dielectric solid au gabaritul mai mic și sînt utilizate în aparatele de radiorecepție portabile. Și acestea au secțiuni pentru recepția MA și MF. Față de capacitoarele variabile cu aer, tensiunea nominală este mai scăzută, $U_n = 50$ V.

Am prezentat tipurile de capacitoare, care sînt mai puțin cunoscute amatorilor electroniști și care sînt în bună parte procurabile. Nu vom trata capacitoarele electrolitice, cu care amatorii sînt mai familiarizați.

Utilizarea corespunzătoare a capacitoarelor va fi exemplificată în paragrafele următoare.

Capacitoarele în circuite

Caracteristicile capacitoarelor sînt dependente de frecvență și temperatură. Alegerea tipului de capacitor se va face în funcție de frecvență și de gama de temperaturi de lucru. Vom comenta în continuare principalele funcții pe care le au capacitoarele în schemele diferitelor circuite.

Capacitoare de cuplaj

Pentru separarea componentei de curent continuu între două puncte dintr-un circuit se intercalează între acestea un capacitor. Dacă între aceste două puncte se face și transferul semnalului variabil, capacitorul are și rolul de cuplaj — de unde și denumirea de capacitor de cuplaj. Caracteristicile electrice ale capacitorului de cuplaj trebuie să îndeplinească condițiile din schema unde urmează a fi conectat. Astfel, valoarea tensiunii nominale U_n trebuie să fie mai mare ca tensiunea dintre punctele unde se conectează capacitorul. În unele cazuri, cînd componenta alternativă este mare (circuite de radiofrecvență la rezonanță), U_n trebuie să fie egală sau mai mare cu suma celor două componente (cc + ca). Existența unor curenți de fugă ai capacitoarelor pot produce perturbări în funcționarea etajelor următoare. Deci, valoarea curentului de fugă sau a rezistenței de izolație se va analiza de la caz la caz. De asemenea, se va stabili polaritatea circuitului necesară pentru conectarea corectă a capacitoarelor polarizate.

Din punct de vedere al transferului semnalului alternativ, capacitorul de cuplaj se prezintă în serie cu reactanța sa capacitivă $X_c = \dfrac{1}{2\pi f C}$ [Ω]. Astfel, caracteristica de frecvență a etajului va fi influențată de valoarea capacitorului de cuplaj. La frecvențe joase rezultă X_c mare, prin urmare domeniul acestor frecvențe va fi afectat. Se poate demonstra că pentru frecvența $f_j = \dfrac{1}{2\pi RC}$, curba caracteristicii de frecvență este căzătoare cu 0,7 (—3 dB) față de valoarea de la frecvențele medii (1 kHz). Dacă frecvența se micșorează față de f_j, caracteristica va fi în continuare scăzătoare. Rezistența R este dată de valoarea rezistorului ce formează grupul RC. În figura 4.3 prezentăm schema unui amplificator cu βM 381, în configurație inversoare. Capacitoarele C_1 și C_2 sînt capacitoare

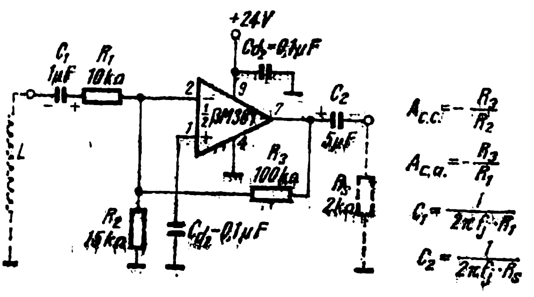

+24V
C_1 1μF
R_1 10kΩ
C_d=0,1μF
2
9
7
1
4
βM381
C_2 5μF
R_3 100kΩ
R_s 2kΩ
R_2 15kΩ
C_d=0,1μF
L
$A_{c.c.} = -\frac{R_3}{R_2}$
$A_{c.a.} = -\frac{R_3}{R_1}$
$C_1 = \frac{1}{2\pi f_j \cdot R_1}$
$C_2 = \frac{1}{2\pi f_j \cdot R_s}$

Fig. 4.3. Schema amplificatorului cu βM 381 și capacitoarele de cuplaj.

de cuplaj, valoarea lor se calculează în funcție de frecvența joasă transmisă (—3 dB) și de valoarea rezistorului R_1 și cel de sarcină R_s, după formulele $C_1 = 1/2\pi\ R_1 f_j$ și $C_2 = 1/2\pi\ R_s f_j$. Se indică și polaritatea la armăturile capacitoarelor de cuplaj. R_s este rezistența de intrare a etajului următor, iar L este bobina dozei magnetice de picup. Capacitoarele de decuplare C_d trebuie să prezinte o reactanță foarte mică pentru semnalul de frecvența cea mai joasă, f_s, transmisă. Cît mai aproape de terminalul 9 (+V) se conectează un capacitor de decuplare de 0,1 μF ceramic (tip CLY 32.15) necesar rejectării din tensiunea de alimentare a componentelor alternative, care ar putea produce instabilitatea montajului. Pentru $f_j = 20$ Hz rezultă valorile din figură. Valori mai mari nu sînt necesare și ar mări prețul de cost.

Între etajele de radiofrecvență cele mai des utilizate circuite de cuplaj sînt arătate în figura 4.4. Cuplajul direct cu capacitorul C_c poate fi realizat în două variante: cuplaj strîns, cînd C_c trebuie să fie practic un scurtcircuit la frecvența de lucru f_0; și cuplajul slab, cînd reactanța X_{C_c} trebuie să fie de o anumită valoare. La cuplajul strîns, $C_c \geqslant (10 \ldots 20)/2\pi f_0 Z$, unde Z este impedanța cea mai mică între care se face cuplajul. Cuplajul cu divizor capacitiv are avantajul de a transforma impedanța Z_2 de intrare mică, la o valoare mai mare în paralel pe circuitul oscilant: $Z_2' = Z_2/n_c^2$. Coeficientul de priză n_c este dat de formula $n_c = C_1/(C_1 + C_2)$.

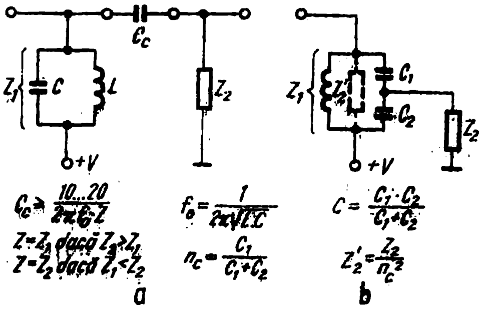

C_c
Z_1
C
L
Z_2
+V
Z_1
C_1
C_2
Z_2
+V
$C_c \geqslant \frac{10 \ldots 20}{2\pi f_0 Z}$
$Z = Z_1$ dacă $Z_2 > Z_1$
$Z = Z_2$ dacă $Z_1 < Z_2$
$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
$n_c = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$
$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$
$Z_2' = \frac{Z_2}{n_c^2}$
a
b

Fig. 4.4. Scheme de cuplaj capacitiv în etaje de *RF*: a) cuplaj direct, b) divizor capacitiv.

În cazul filtrelor de bandă cuplate capacitiv cu capacitorul de cuplaj se stabilește factorul de cuplaj k, deci alura curbei de selectivitate (fig. 4.5).

Pentru capacitoarele de cuplaj la frecvențele sub 100 000 Hz se utilizează capacitoare electrolitice, cu policarbonat, hîrtie, poliester. La frecvențe mai mari se folosesc capacitoare cu

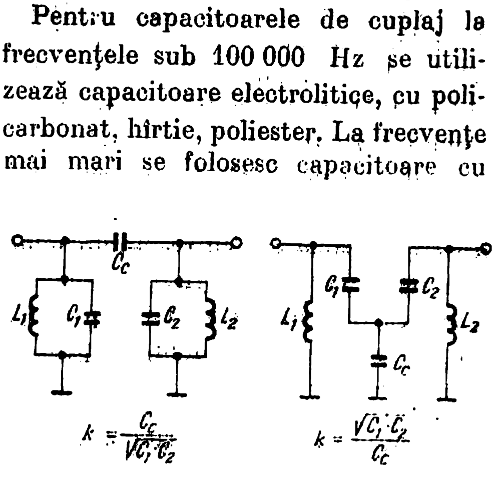

C_c
L_1
C_1
C_2
L_2
C_1
C_2
L_1
L_2
C_c
$k = \frac{C_c}{\sqrt{C_1 C_2}}$
$k = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_c}$

Fig. 4.5. Utilizarea cuplajului capacitiv la filtre de bandă.

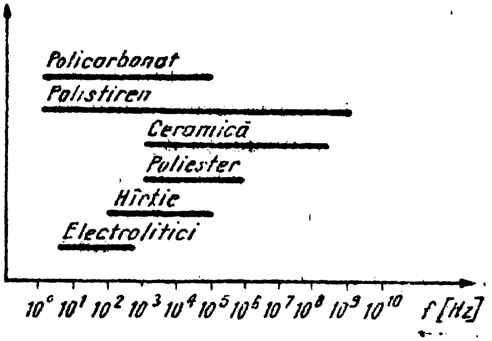


Fig. 4.6. Domeniul de utilizare al capacitoarelor în funcţie de frecvenţă.

polistiren şi ceramice. În figura 4.6 prezentăm domeniul de utilizare a capacitoarelor funcţie de frecvenţă.

Între diferitele etaje, prin circuitele de alimentare pot să apară cuplaje parazite, care provoacă instabilitatea montajului. Sau, pentru a se scurtcircuita componenta de semnal alternativ într-o porţiune de circuit, se folosesc capacitoare de blocare sau de decuplare. Reactanţa acestor capacitoare trebuie să fie mult mai mică decît rezistenţa circuitului care se decuplează. În figura 4.7 sînt prezentate cîteva circuite tipice cu capacitoare de decuplare. Grupurile R_1C_1 şi R_2C_2 servesc la decuplarea alimentării celor două etaje de amplificare A_1 şi A_2 (figura 4.7, a).

Cînd este necesară decuplarea unui rezistor se conectează în paralel cu acesta un capacitor cu reactanţa mult mai mică, (10 ... 20) ori. Componenta alternativă $I \sin \omega t$ va trece prin C, iar cea de curent continuu, I_0, prin R (figura 4.7, b).

Pentru a decupla un circuit oscilant (obţinerea „capătului rece“) se conectează capacitorul C, ca în figura 4.7, c. Reactanţa acestuia trebuie să fie de (10 ... 20) ori mai mică ca impedanţa circuitului oscilant la rezonanţă. Similar se obţine decuplarea bobinelor de şoc de RF (fig. 4.7, d).

Dacă este necesară o decuplare corespunzătoare de la frecvenţe joase pînă la frecvenţe înalte (radiofrecvenţe), capacitatea de decuplare va fi formată din: un capacitor electrolitic de valoare mare pentru domeniul frecvenţelor foarte joase, un capacitor ceramic, între 10 ... 100 nF, în paralel, pentru decuplarea frecvenţelor înalte. Sînt recomandate asemenea circuite şi la decuplarea etajelor de putere tranzistorizate.

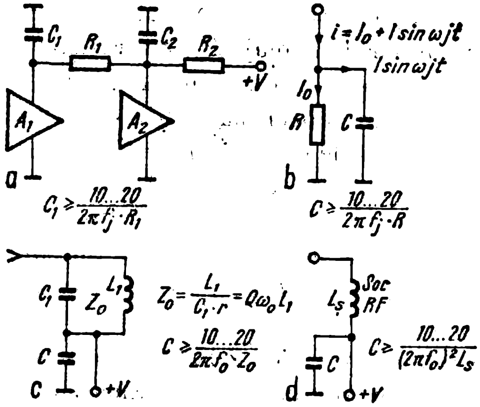

C_1
R_1
C_2
R_2
+V
A_1
A_2
a
$C_1 \geq \frac{10...20}{2\pi f_j \cdot R_1}$
$i = I_0 + I \sin \omega_j t$
$I \sin \omega_j t$
I_0
R
C
b
$C \geq \frac{10...20}{2\pi f_j \cdot R}$
C_1
Z_0
L_1
C
c
+V
$Z_0 = \frac{L_1}{C_1 \cdot r} = Q\omega_0 L_1$
$C \geq \frac{10...20}{2\pi f_0 \cdot Z_0}$
L_s
Şoc RF
C
d
+V
$C \geq \frac{10...20}{(2\pi f_0)^2 L_s}$

Fig. 4.7. Circuite cu capacitoare de decuplare.

Capacitoare de acord

Condiţia esenţială care se pune în cazul capacitoarelor ce se utilizează în circuitele acordate, fie de joasă, fie de înaltă frecvenţă este realizarea stabilităţii frecvenţei de acord. Variaţiile cele mai mari se produc odată cu modificarea temperaturii. Coeficientul de temperatură al frecvenţei circuitului LC acordat este:

$$\beta_{tf} = -0{,}5(\beta_{tL} + \beta_{tC}).$$

Se constată că pentru o bună stabilitate, deci $\beta_{tf} = 0$, trebuie să existe egalitate între coeficientul de temperatură al inductanței, β_{tL}, și coeficientul de temperatură a capacitorului, β_{tC}, într-o gamă cît mai mare de temperaturi. Coeficientul de temperatură al inductanței bobinelor cu un strat este circa (25 ... 50) ppm/°C, la bobinele cu mai multe straturi (150 ... ... 250) ppm/°C, iar la bobinele de radiofrecvență cu ferită între (50 ... ... 150) ppm/°C. Coeficientul de temperatură al capacitorului de acord trebuie să fie egal și de semn opus cu cel al inductanței. Dacă nu se găsește în catalog o asemenea valoare a lui β_{tC}, se combină două capacitoare, C_1 și C_2, care au coeficienții de temperatură β_{t1} și β_{t2}, legați în serie sau în paralel.

Pentru conexiunea serie, coeficientul de temperatură rezultat este:

$$\beta_{ts} = \frac{\beta_{t2}C_1 + \beta_{t1}C_2}{C_1 + C_2},$$

iar pentru legarea în paralel:

$$\beta_{pt} = \frac{\beta_{t1}C_1 + \beta_{t2}C_2}{C_1 + C_2}.$$

Astfel, pentru circuite acordate de audiofrecvență sînt recomandate inductanțele realizate cu oale de ferită și capacitoare de polistiren (stiroflex). Pentru circuitele de radiofrecvență, la paragraful „Tipuri de capacitoare“ am prezentat toată gama de capacitoare ceramice care se produc. Am insistat mai mult asupra acestora și le-am prezentat în detaliu, pentru ca să se poată face o alegere corespunzătoare a valorii și tipului, în scopul obținerii compensării variației frecvenței.

La capacitoarele utilizate în circuitele de acord, trebuie ca pierderile (tg δ) să fie cît mai mici. Pierderile mari strică Q-ul circuitului și disipația de putere activă duce la încălzirea componentelor, deci la instabilitatea frecvenței. La frecvențe mari (FÎF) începe să conteze inductanța terminalelor capacitorului. Din acest motiv se recomandă utilizarea terminalelor cît mai scurte. La frecvențe foarte mari (UÎF) se pot folosi capacitoarele disc fără terminale, care după îndepărtarea terminalelor, se lipesc direct în circuit. Această recomandare este valabilă atît pentru capacitoarele de acord, cît și pentru cele de decuplare.

Circuite RC

Grupurile RC au unele proprietăți remarcabile, fapt ce le fac utilizabile în multe domenii de aplicații: circuite de temporizare, rețele de defazare în oscilatoare RC, circuite selective rețea Wien și dublu T, rețele de corecție a caracteristicii de frecvență, circuite de integrare, de derivare, atenuatoare compensate etc.

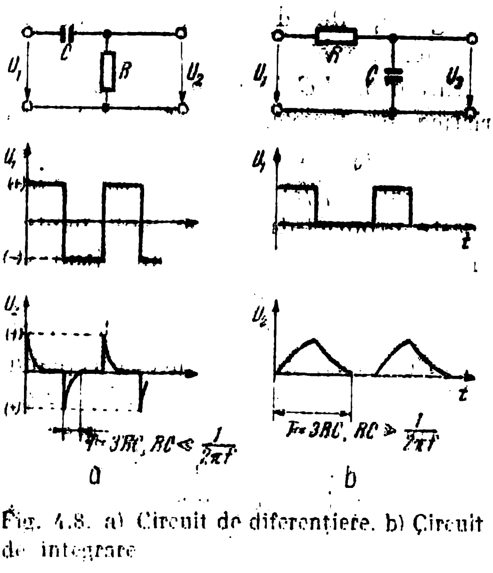
Circuitul RC introduce în caracteristica de frecvență o frecvență de frîngere, $f_0 = 1/2\pi\ RC$ și o defazare, $\varphi = -\mathrm{arctg}(f/f_0) = -90° + \mathrm{arctg}(f_0/f)$; aceste proprietăți îl fac apt pentru circuite corectoare de ton (amplitudine, frecvență) și de corecție a fazei.

Circuitul RC serie, conectat în lanț cu RC derivație, formează rețeaua Wien; la frecvența $f_0 = 1/2\pi\ RC$, funcția de transfer (U_2/U_1) are un maximum, iar defazarea este nulă, adică circuitul este asemănător cu un circuit rezonant.

Circuitul *RC* determină o constantă de timp, τ. Adică, capacitorul se încarcă printr-un rezistor sau se descarcă pe un rezistor, într-un timp $t = \tau = RC$. Dacă rezistența de izolație este mare, respectiv curentul de fugă al capacitorului este mic, se pot obține circuite de temporizare. Elementele active de circuit pot fi tranzistoare cu β mare, TEC, MOS-TEC, tranzistoare unijoncțiune etc.

Pentru comanda unor circuite basculante avem nevoie de durată scurtă. Circuitul *RC* prezentat în figura 4.8, a realizează îngustarea impulsurilor. Acest grup *RC* se mai numește circuit de diferențiere. Pentru lățirea impulsurilor se folosește circuitul de integrare (figura 4.8, b). La ambele circuite trebuie îndeplinită condiția dintre valoarea constantei de timp și frecvența *f* de repetiție a impulsurilor de intrare.

Pentru realizarea unui divizor de tensiune rezistiv de bandă largă, acesta trebuie compensat. În figura 4.9 se prezintă schema rețelei divizoare de tensiune compensate.



U_1
C
R
U_2
U_1
R
C
U_2
U_1
(+)
(−)
U_1
t
U_2
(+)
(−)
U_2
t
$T=3RC,\ RC \ll \frac{1}{2\pi f}$
a
$T=3RC,\ RC \gg \frac{1}{2\pi f}$
b

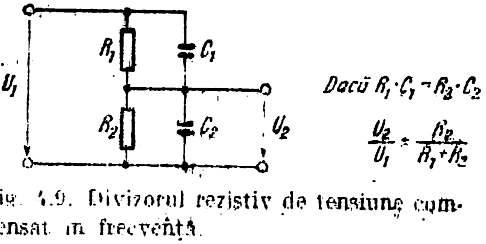
Fig. 4.8. a) Circuit de diferențiere. b) Circuit de integrare

În toate circuitele *RC*, se recomandă utilizarea capacitoarelor cu pierderi mici și cu coeficient de temperatură de semn opus rezistoarelor.

ATENȚIE; Utilizarea capacitoarelor în circuitele de radiofrecvență de putere, în circuite oscilante, de cuplaj, de decuplare sau filtre se face ținîndu-se seama de următoarele:

- la circuitele serie (rejectoare), la rezonanță, tensiunea la bornele capacitorului crește de *Q* ori;
- la circuitele derivație, la rezonanță, curentul care trece prin capacitor este de *Q* ori mai mare ca cel al generatorului care alimentează circuitul.
- puterile reactive care apar la bornele capacitoarelor ceramice de fabricație indigenă nu trebuie să depășească (100 ... 200) VAR;
- curentul care trece prin capacitoarele ceramice fabricate în țară (I.P.E.E. — Curtea de Argeș) nu trebuie să depășească 1 A;
- la componenta alternativă a tensiunii se adaugă și componenta de curent continuu.

Dacă sînt depășite valorile caracteristice ale capacitorului, se recomandă utilizarea conexiunii în paralel a mai



U_1
R_1
C_1
R_2
C_2
U_2
Dacă $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$
$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Fig. 4.9. Divizorul rezistiv de tensiune compensat în frecvență.

multor capacitoare — curentul de deplasare crescînd.

Reamintim:

— Capacitoarele se pot conecta în serie sau în paralel. Legarea în paralel se folosește atunci cînd se urmărește obținerea unei capacități mai mari, efectul legării fiind similar cu mărirea suprafeței armăturilor.

— La conectarea în paralel, capacitatea totală, C, este egală cu suma tuturor capacităților ansamblului: $C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots$

— Legarea în serie a mai multor capacitoare se folosește atunci cînd se urmărește obținerea unei capacități mai mici decît fiecare dintre capacitățile componente. Efectul legării în serie este similar cu mărirea distanței dintre armăturile capacitorului.

— La conectarea în serie, capacitatea totală, C, se calculează cu relația:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots.$$

Atenție!

- La gruparea în paralel a capacitoarelor polarizate, anozii (bornele pozitive) se vor conecta împreună, iar catozii (bornele negative), de asemenea, se vor lega împreună.
- La gruparea în serie a capacitoarelor polarizate, pentru a obține, de asemenea, un capacitor polarizat, anodul (borna pozitivă) a primului capacitor se va conecta cu catodul (borna negativă) a celui de-al doilea ș.a.m.d.
- Pentru a obține un capacitor nepolarizat, se leagă în serie două capacitoare polarizate astfel: anozii se leagă împreună, iar cei doi catozi formează cele două borne ale capacitorului nepolarizat. Un astfel de capacitor nepolarizat poate fi utilizat și în circuitele de curent alternativ, fără componentă continuă.
- Gruparea în serie a capacitoarelor se folosește în două scopuri: pentru obținerea unor valori noi ale capacității și, în special, pentru obținerea unui capacitor cu tensiune de lucru ridicată. De exemplu, dacă două capacitoare au aceleași valori ale capacității ($C_1 = C_2$) și ale tensiunilor nominale ($U_1 = U_2$), ansamblul va avea capacitatea $C = C_1 \cdot C_2 / C_1 + C_2$ și tensiunea nominală $U = U_1 + U_2$.

Funcțiile capacitorului în circuitele redresoare sînt discutate în capitolul „Surse de alimentare".

Nu ne-am propus mai sus să epuizăm modurile de utilizare în circuite a capacitoarelor, ci de a propune cititorului un model de abordare a acestei probleme.

Verificarea și măsurarea capacitoarelor

Capacitoarele utilizate corect în schemele electrice sînt componente sigure în funcționare. Defectarea lor poate fi determinată de mai multe cauze. Una dintre cauzele cele mai probabile este existența sau apariția unor suprasarcini de natură electrică, mecanică sau termică. De exemplu: străpungerea diodei redresoare va avea ca efect apariția tensiunii alternative la bornele capacitorului electrolitic de filtraj. Capacitorul electrolitic fiind polarizat, în asemenea condiții se va defecta. Dacă se montează incorect un capacitor cu polistiren, de exemplu, cu terminalele prea scurte pe un cablaj care poate fi supus unor deformații mecanice (încovoiere), terminalele pot fi „smulse“ din corpul capacitorului — întrerupîndu-l. Sau, nerespectarea condițiilor de sudabilitate la capacitoarele ceramice multistrat tip „chip“ duc la defectarea lor prin supraîncălzire. Lista exemplelor poate continua.

Un alt tip de defectare se manifestă prin deteriorarea unuia sau mai multor caracteristici electrice ale capacitorului. Asemenea defecte conduc la perturbarea funcționării în condiții normale a montajului respectiv. Cauzele acestui tip de defectare sînt în legătură cu comportamentul în timp, în funcție de temperatură, de condiții climatice etc. a materialelor din care este realizat capacitorul. Evident, nu sînt de neglijat nici factorii de sarcină din schema unde se utilizează capacitorul.

Măsurarea și verificarea caracteristicilor capacitoarelor se face în fabricile producătoare cu instalații și aparatură complexă. Dar luarea unei decizii: defect sau bun, cel puțin în ce privesc cîțiva principali parametri se poate lua și de către amatorul electronist.

Măsurarea capacității electrice, a curentului de fugă (rezistenței de izolație între terminale), evaluarea pierderilor la înaltă frecvență, etc. se poate face cu ajutorul unor montaje simple la îndemîna amatorului. Măsurarea numai cu ohmetrul a capacitoarelor trebuie azi să fie o etapă depășită. Cu schema din figura 4.10 se poate măsura curentul de fugă al capacitoarelor electrolitice. Cu potențiometrul de 100 k Ω se reglează tensiunea nominală U_n care provine de la o sursă de tensiune cu $U > 100$ V. Se conectează, între *a* și *b*, o rezistență de limitare a curentului la 100 μA din ochiul circuitului de măsură. Valoarea numerică a acestei rezistențe în k Ω este $R = 0{,}1\ U_n$. Se conectează la bornele *1* și *2* capacitorul de valoare C_n. După un timp de 10 minute, cu comutatorul *K* închis, acesta se deschide și se citește curentul I_f afișat de microampermetrul (μA). Curentul de încărcare al capacitorului fiind mare, o secțiune a comutatorului *K* va scurtcircuita microampermetrul în timpul (10 min) încărcării. În con-

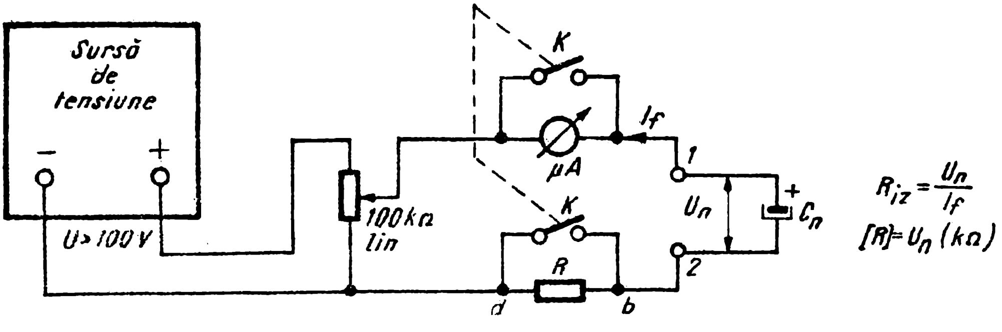


Fig. 4.10. Schema pentru măsurarea curentului de fugă.

diții normale, curentul de fugă I_f trebuie să corespundă cu valorile date în tabelul următor:

Tipul capacitorului	Formula curentului de fugă (I_f[µA], U_n[V] și C_n[µF])
Electrolitic cu aluminiu EG 52.00	$I_f \leq 0{,}03\ C_nU_n + 20$ µA pentru $C_nU_n > 1\,000$ $I_f \leq 0{,}05\ C_nU_n$ (sau 5 µA) val. max. pt. $C_nU_n \leq 1\,000$
EG 61.00	$I_f \leq 0{,}02\ C_nU_n + 20$ µA
EG 62.00	$I_f \leq 0{,}03\ C_nU_n + 20$ µA
EG 70.00, 72.00 și EG 76.00	$I_f \leq 0{,}03\ C_nU_n + 20$ µA
EG 35.00 și 45.00	$I_f \leq 0{,}1\ C_nU_n + 100$ µA pentru $C_nU_n \leq 100$ $I_f \leq 0{,}1\ C_nU_n + 300$ µA pentru $C_nU_n > 100$
Electrolitic cu tantal, cu electrolit solid	
CTS-P 10.00	$I_f \leq 0{,}05\ C_nU_n$ sau 2 µA — cea mai mare valoare
CTS-M 20.00	$I_f \leq 0{,}04\ C_nU_n$ sau 1,5 µA — cea mai mare valoare
CTS-T 30.00	$I_f \leq 0{,}05\ C_nU_n$ sau 2 µA — cea mai mare valoare

Temperatura la care se face măsurătoarea trebuie să fie în jur de 20°C; dacă temperatura crește se va mări și I_f. Alegerea capacitoarelor după valoarea lui I_f se face în funcție de destinația acestora. În circuitele de filtraj din sursele de alimentare valoarea lui I_f nu este importantă, dar la un circuit de temporizare devine esențială etc.

În figura 4.11 prezentăm schema de principiu a unui capacimetru simplu și care are o precizie bună în domeniul 10 pF ... 1 µF.

Circuitul de temporizare βE 555, în configurație de circuit astabil, formează un convertor capacitate-frecvență. Perioada impulsurilor generate este dată de relația: $T = 0{,}69\ (R_1 + 2R_2)C_x$ (vezi capitolul circuite integrate liniare — circuite de temporizare). Dacă se alege convenabil $R_1 = P_1$ și R_2 se poate realiza ca pentru $C_x = 100$ pF, frecvența $f = 1/T = 10$ kHz; 1 nF → 1 kHz; 100 nF → 10 Hz; 1 µF → 1 Hz.

Pentru o frecvență f_x rezultă $C_x = 1/f_x$. La ieșirea 3 se poate conecta un frecvențmetru cu afișaj numeric. Cînd acesta lipsește, valoarea capacității se poate afișa cu ajutorul instrumentului de măsură, pe scala de 0,5 mA sau 1 mA. Măsurarea se bazează pe principiul încărcării unui ca-

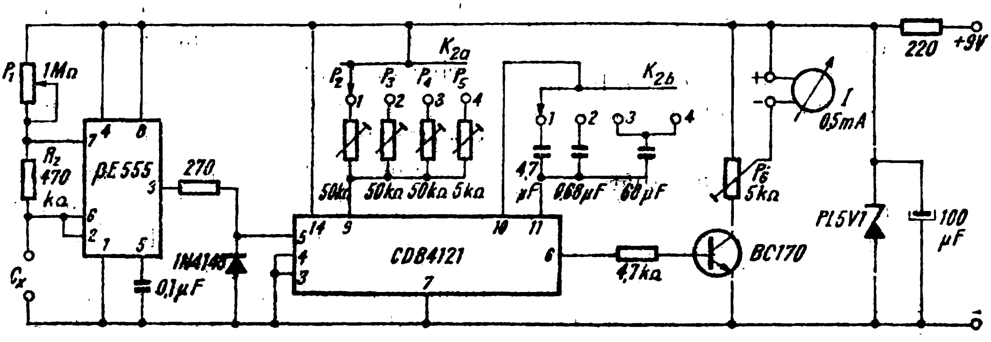


Fig. 4.11. Schema capacimetrului 100 pF... 1 µF.

pacitor cu impulsuri de durată și amplitudine constantă. Cu cît frecvența impulsurilor va fi mai mare, cu atît sarcina acumulată pe capacitor va fi mai mare. Deci, curentul mediu prin capacitor este proporțional (liniar) cu frecvența. Circuitul CDB 4121 — monostabil, primește la intrarea sa (terminalul *5*) impulsurile pozitive de comandă de la convertorul capacitate-frecvență. La ieșirea *6* se obțin impulsuri de amplitudine și durată constantă. Durata impulsurilor generate de circuitul monostabil este dictată de grupul *RC* ales de comutatorul $K_3(a-b)$. Gamele de măsurare sînt: 1) 1 μF ... 100 nF; 2) 100 nF ... 10 nF; 3) 10 nF ... 1 pF și 4) 1 nF ... 100 pF. Tranzistorul BC 170 (BC 108, BC 171, BC 173) are în circuitul de colector potențiometrul P_6, care este legat cu instrumentul *I*. Legătura la instrumentul *I* se face prin două borne (banane).

Etalonarea instrumentului se face în modul următor: se conectează la bornele C_x un capacitor de valoare cunoscută și cu toleranță cît mai mică, de exemplu, $C_x = 1$ nF. Punem $K_2(a-b)$ pe poziția *3* și cu P_1 în poziția mediană, vom regla P_4 astfel ca acul instrumentului să indice o deviație maximă, apoi cu P_6 se reglează indicația la cap de scală. Indicația la cap de scală a instrumentului corespunde valorii lui $C_x = 1$ nF, iar la începutul scalei (spre 0) valorii $C_x = 10$ nF. Etalonarea trebuie făcută pe toate cele patru game de măsură.

Pentru măsurarea capacitoarelor de valoare mai mică sînt recomandate metodele de rezonanță, de pildă frecvențmetrul cu absorbție (grid-dip-metrul). Știindu-se: *L* și f_0 aflăm: $C = 1/\omega^2 L$, unde $\omega = 2\pi f_0$.

Recomandăm ca schimbarea capacitoarelor defecte din montaje să se facă după următorul procedeu:

— analizarea eventualelor cauze exterioare, din circuit, care ar fi determinat defectarea capacitorului și înlăturarea acestora;

— caracteristicile electrice ale noului capacitor trebuie să fie cel puțin aceleași cu ale celui ce urmează a fi înlocuit. Dacă este cazul unui capacitor de tip vechi la care nu se poate identifica marcajul, sau acesta s-a distrus odată cu defectarea, se va face analizarea pe baza schemei de principiu a caracteristicilor electrice necesare. Cînd nu se dispune nici de schema de principiu, evaluarea caracteristicilor electrice ale capacitorului se va face pornind de la analizarea funcției pe care trebuie s-o realizeze capacitorul (cuplaj, acord, filtraj etc.), alegerea tipului corespunzător (ceramic, electrolitic etc.), efectuarea măsurării tensiunilor c.c. și c.a. între porțiunile de circuit unde urmează a fi montat capacitorul, de unde evaluăm: $U_n > U_{cc} + U_{ca}$. Etapa finală constă în stabilirea funcționalității montajului respectiv. De exemplu: la un radioreceptor, după înlocuirea unui capacitor pader defect, trebuie să obținem recepționarea corespunzătoare a posturilor din gama UM conform scalei; sau dispariția oscilațiilor parazite ale AFI, după lipirea capacitorului de decuplare a alimentării sau RAA etc.:

— capacitorul care urmează a fi montat trebuie să fie verificat în prealabil;

— după înlocuirea capacitoarelor defecte se vor verifica sau măsura performanțele aparatului respectiv.

Recomandăm ca în laboratorul amatorului, capacitoarele să fie păstrate pe familii în cutii cu capac, cu etichete, la loc uscat, ferite de surse de căldură.

Capitolul 5

BOBINE

ing. IMRE SZATMARY

Un conductor electric izolat și înfășurat pe o carcasă (suport) cu o secțiune de formă geometrică oarecare formează o bobină. Cea mai simplă bobină este solenoidul cunoscut din experimentele de fizică. Din punct de vedere electric este un element de circuit cu două terminale, adică un dipol. Proprietatea cea mai remarcabilă a bobinei constă în faptul că ea poate acumula energie magnetică. Similar capacitorului care acumulează între armături o energie sub formă de cîmp electric, egală cu $W_e = 0{,}5\ CU^2$, bobina acumulează în spațiul dintre spire o energie sub formă de cîmp magnetic: $W_m = 0{,}5\ LI^2$, unde L este inductanța bobinei și I este curentul care parcurge bobina. În circuitele idealizate, care conțin bobine și capacitoare, energia electrică nu se consumă, ci trece de la o formă electrică (W_e) la cea magnetică (W_m). Asemenea circuite sînt circuitele oscilante, filtrele electrice, circuitele de adaptare, circuitele cuplate etc. Caracteristicile electrice ale bobinelor depind de mulți factori. Apare o particularitate neîntîlnită la rezistoare și capacitare și anume: nu se fabrică bobine cu inductanțe normalizate. Astfel, stabilirea caracteristicilor electrice și realizarea practică a bobinelor cade în sarcina utilizatorilor. Aceasta nu exclude însă tendința producătorilor de aparate electronice de a realiza unele grupe tipizate de inductanțe. De exemplu: ansambluri de frecvență intermediară MA — 445 kHz și MF — 10,7 MHz, bobine de frecvență intermediară — 6,5 MHz sunet TV, filtre 88—108 MHz, etc. Simbolul bobinelor — inductanțelor fără miez (pe aer) este dat în figura 5.1. În cazul bobinelor cu miez feromagnetic se poate realiza și ajustarea valorii inductanței, simbolul este prezentat în figura 5.2.

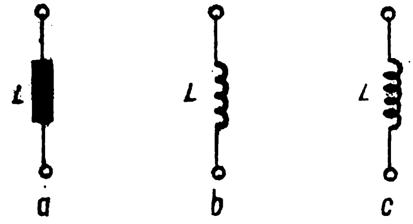


Fig. 5.1. Simbolul bobinelor fără miez. a) preferat; b) tolerat; c) vechi.

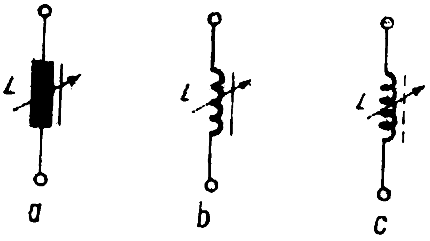


Fig. 5.2. Simbolul bobinelor cu miez feromagnetic. a) preferat; b) tolerat; c) vechi.

Vom prezenta în continuare principalele caracteristici electrice, calculul şi recomandări pentru realizarea bobinelor.

PRINCIPALELE CARACTERISTICI ELECTRICE ALE BOBINELOR

— *Inductanţa*, L — este raportul dintre fluxul magnetic Φ şi curentul I care parcurge bobina, $L = \Phi/I$. Se măsoară în henry [H]. Se utilizează şi submultiplii: 1 mH = 10^{-3}H, 1µH = 10^{-6}H şi 1mH = 10^{-9}H. Inductanţa depinde de forma, dimensiunile şi numărul de spire al bobinei; la bobinele cu miez magnetic depinde şi de permeabilitatea magnetică efectivă a miezului. Valoarea inductanţei mai este influenţată: de frecvenţa de lucru — prin apariţia efectului pelicular, de temperatură — care produce dilatarea conductorului bobinei, de timp — de-a lungul căruia pot să apară deformări plastice (fie ale conductorului, fie ale carcasei). Astfel, la stabilirea valorii inductanţei contribuie mulţi parametri, din care motiv formulele de calcul sînt aproximative, dar cu precizii satisfăcătoare. Obţinerea valorii exacte a inductanţei se face prin măsurători şi ajustări succesive sau prin utilizarea unor miezuri filetate ce permit reglajul.

— *Factorul de calitate al bobinei*, Q. Ca în orice circuit real, şi în bobină apar pierderi de energie. Puterea de pierderi se disipă pe o rezistenţă echivalentă de pierderi, R, formată din rezistenţa electrică a conductorului bobinei, rezistenţa echivalentă de pierderi în dielectricul carcasei şi conductorului, iar la bobinele cu miez, de pierderile în materialul magnetic, toate considerate la frecvenţa şi temperatura de lucru. Dacă bobina este ecranată, pierderile cresc prin efectul de proximitate. Astfel, schema echivalentă a bobinei arată ca în figura 5.3. Cantitativ, factorul de calitate al bobinei este raportul dintre puterea reactivă şi puterea activă disipată sub formă de căldură, deci $Q = \frac{\omega L}{R}$.

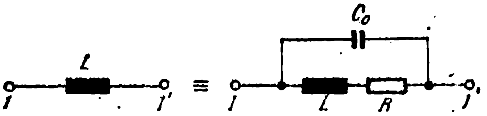


Fig. 5.3. Schema electrică echivalentă a bobinei.

— *Capacitatea proprie a bobinei*, C_0. Între terminalele 1—1' (figura 5.3) apare o capacitate echivalentă rezultată din capacitatea dintre spirele bobinei. Capacitatea C_0 produce rezonanţă la frecvenţa $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_0}$, se află în paralel cu capacitatea de acord a circuitului oscilant, limitînd fie factorul de acoperire al gamei, fie frecvenţa maximă de lucru etc.

BOBINE FĂRĂ MIEZ

În majoritatea situaţiilor bobinele fără miez sînt de formă cilindrică, avînd un strat sau mai multe straturi. Asemenea bobine se folosesc de regulă în domeniul undelor ultrascurte, undelor scurte sau la realizarea şocurilor de radiofrecvenţă.

Calculul inductanței bobinelor pe aer cu un strat

Schița bobinei este dată în figura 5.4. Diametrul mediu D, lungimea bobinajului l, pasul p și diametrul conductorului d sînt date în centimetri.

Dacă bobinajul este făcut spiră lîngă spiră, deci pasul este $p = d$, iar lungimea bobinei l este mai mare ca diametrul bobinei D, inductanța este dată de formula:

$$L = \frac{0{,}01\ n^2 D}{\frac{l}{D} + 0{,}44}\ [\mu H],$$

unde n este numărul de spire.

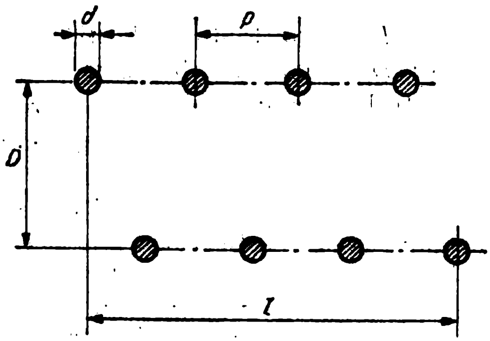


Fig. 5.4. Schița bobinei cu un singur strat.

Dacă bobina are lungimea l apropiată de raza bobinei $(D/2)$, se aplică următoarea formulă:

$$L = \frac{n^2 D}{45\ D + 100 \times l}\ [\mu H].$$

În cazul bobinelor foarte scurte, cînd $l < D/2$, inductanța se află cu formula:

$$L = \frac{n^2 D}{40\ D + 110 \times l}\ [\mu H].$$

Dacă înfășurarea se face cu un pas diferit de d, atunci inductanța scade. Adică, valoarea lui L calculată cu formulele de mai sus trebuie micșorată după formula:

$$L' = L - 6{,}28\ nD(K_1 + K_2)10^{-3};$$

unde: L' — este inductanța bobinei cu pasul p; K_1 — coeficient ce depinde de raportul dintre diametrul conductorului d și pasul p, și este dat în tabelul 5.I; K_2 — coeficient ce depinde de numărul de spire al bobinei, și este dat în tabelul 5.II.

Capacitatea proprie C_0 se calculează cu formula:

$$C_0 = 0{,}87\ D \frac{1}{\operatorname{arg\,ch} \frac{p}{d}}\ [pF].$$

Tabelul 5.I

$\frac{d}{p}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
K_1	—1,8	—1	—0,6	—0,4	—0,1	0,05	0,2	0,3	0,4	0,6

Tabelul 5.II

n	1	2	3	4	5	6	8	10	20	40	80	100
K_2	0	0,1	0,16	0,2	0,21	0,22	0,25	0,26	0,3	0,32	0,33	0,35

Tabelul 5.III

$\frac{p}{d}$	1,1	2,3	4	5	6	7	8	9	10	20
$\arg \text{ch} \frac{p}{d}$	0,44	1,48	2,06	2,29	2,48	2,63	2,77	2,89	3	3,69

Cîteva valori ale funcției $\arg \text{ch} \frac{p}{d}$ sînt date în tabelul 5.III.

O formulă aproximativă pentru valoarea capacității proprii este:

$$C_0 \cong D\,[\text{pF}].$$

La bobinele de șoc din domeniul UUS, frecvența de lucru trebuie să fie în orice caz mai mică decît frecvența proprie de rezonanță $\left(f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}\right)$. Capacitatea proprie va determina o reactanță capacitivă $\frac{1}{\omega C_0}$, care șuntează, într-o oarecare măsură, reactanța inductivă ωL, care trebuie să blocheze componenta de radiofrecvență. Recomandăm calcularea bobinelor de șoc UUS după metoda:

a) Se determină diametrul carcasei cu formula: $D = 6{,}9\sqrt{\lambda d}$ [mm].

b) Se află numărul de spire cu relația: $n = 128\frac{\lambda}{D}$, unde: λ — lungimea de undă în [m]; d — diametrul conductorului în [mm]; D — diametrul carcasei în [mm].

Relațiile de mai sus dau o eroare mică dacă bobina de șoc este scurtă, adică $l/D \leqslant 3$.

Exemplu: să se calculeze o bobină de șoc pentru $\lambda = 2$ m (150 MHz) și diametrul conductorului $d = 0{,}5$ mm. Aflăm diametrul înfășurării, $D = 6{,}9\sqrt{2 \times 0{,}5} = 6{,}9$ mm, apoi se stabilește numărul de spire $n = 128 \cdot (2:6{,}9) = 37$ spire. Se verifică dacă $l/D < 3$; $l = 37 \times 0{,}5 = 18{,}5$ mm, $l/D = 18{,}5:6{,}9 = 2{,}6$; $(2{,}6 < 3)$.

Dacă bobinele vor fi ecranate, atunci inductanța L se va micșora. Inductanța bobinei ecranate, L_e, cu un ecran cilindric este dată de formula:

$$L_e = L\left(1 - \frac{D}{D_e}\right)^3 \times \left(1 - \frac{l}{2l_e}\right)^2,$$

unde: L — inductanța bobinei fără ecran; D = diametrul bobinei; D_e — diametrul ecranului; l — lungimea bobinei; l_e — lungimea ecranului; toate dimensiunile sînt în [cm].

În figura 5.5 prezentăm schița unei bobine ecranate. În cazul ecranelor cu secțiune pătrată, în formula de mai sus se va introduce în locul D_e mărimea laturii pătratului respectiv.

Între numărul spirelor și valoarea inductanțelor bobinelor cu aceleași

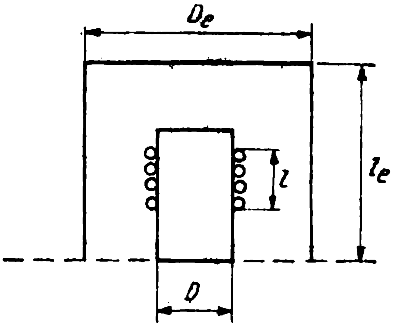


Fig. 5.5. Schița bobinei ecranate.

dimensiuni ale carcaselor și conductoarelor există relația:

$$\frac{n_1^2}{n_2^2} = \frac{L_1}{L_2}.$$

Dacă dorim să modificăm valoarea inductanței cunoscute, L_1, cu numărul de spire n_1, într-o altă inductanță de valoare L_2, atunci numărul de spire $n_2^2 = n_1^2 L_2 / L_1$.

Inductanța unei bobine toroidale pe aer (figura 5.6) este dată de formula: $L = 0{,}28\, n^2 (D - \sqrt{D^2 - d^2}) 10^{-3}$ [μH], unde: D — diametrul torului (luat între centre) în [cm]; d — diametrul secțiunii torului în [cm]; n — numărul de spire.

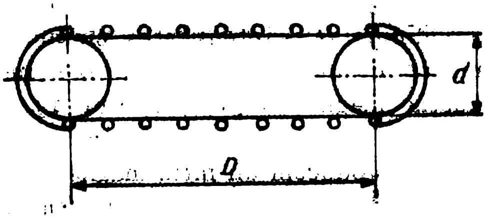


Fig. 5.6. Bobina toroidală.

Din relațiile valabile pentru bobinele cu un singur strat rezultă că pentru a se mări valoarea inductanței trebuie mărit atît numărul spirelor, cît și diametrul bobinei. Ambele mijloace sînt limitate, astfel încît valoarea inductanței bobinelor cu un strat pe aer nu depășește, de regulă, 200 μH. În funcție de diametrul carcasei D, se recomandă valori limită a inductanței peste care este necesar a se trece la bobine cu mai multe straturi (tabelul 5.IV).

În concluzie, pentru obținerea unor valori mai mari a inductanței se realizează bobine cu mai multe straturi pe aer sau se utilizează miezurile de ferită.

Tabelul 5.IV

Diametrul D [mm]	10	15	20	25	30
Valoarea limită, L [μH]	30	50	100	200	500

Calculul bobinelor pe aer cu mai multe straturi

Din punctul de vedere al modului de înfășurare a conductorului, bobinele cu mai multe straturi pot fi realizate în mai multe variante, cum ar fi: în fagure, fund de coș, universal, neregulat (sau vrac), sînt galeți etc.

În prezent bobinele realizate cu înfășurarea neregulată sînt cele mai răspîndite. Inductanța bobinei cu mai multe straturi (figura 5.7) se calculează cu formula:

$$L = \frac{0{,}08\, n^2 D^2}{3D + 9a + 10b} [\mu\text{H}],$$

unde: a, b și D se dau în [cm].

Cînd valoarea inductanței necesare este mare, se practică realizarea mai multor bobine cu înfășurări neregulate, dispuse în mai mulți galeți. La bobinele realizate în galeți capacitatea proprie este mai mică, decît a unei bobine simple, la aceeași valoare a

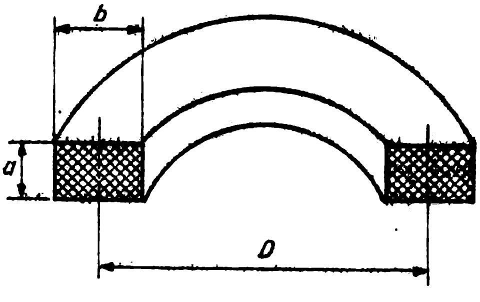


Fig. 5.7. Bobina cu mai multe straturi.

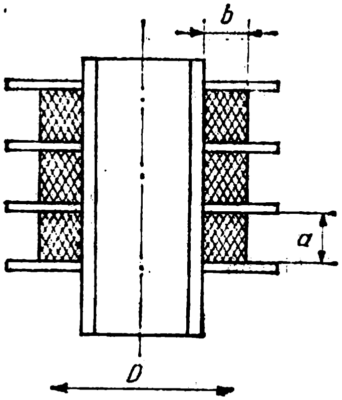


Fig. 5.8. Bobina cu mai multe straturi, cu trei galeţi.

inductanţei. În figura 5.8 prezentăm schiţa unei bobine cu mai multe straturi realizată cu trei galeţi.

BOBINE CU MIEZ MAGNETIC

Concentrarea liniilor cîmpului magnetic în materialele feromagnetice are ca rezultat creşterea fluxului magnetic. Prin urmare, la acelaşi diametru (secţiune), inductanţa bobinei cu miez magnetic va fi mai mare decît inductanţa unei bobine pe aer. Cantitativ aceasta se exprimă prin relaţia:

$$L = \mu_{ap} L_0,$$

unde: L_0 — este inductanţa bobinei pe aer, fără miez; L — este inductanţa bobinei cu miezul magnetic; μ_{ap} — permeabilitatea magnetică aparentă ($\mu_{ap} = L/L_0$).

Parametrii caracteristici ai materialelor magnetice moi sînt prezentaţi mai jos:

— *Permeabilitatea absolută*, μ_0. Materialul magnetic introdus într-un cîmp magnetic cu intensitatea H va concentra liniile de cîmp, creînd o inducţie magnetică B. Raportul dintre inducţia magnetică B şi intensitatea cîmpului magnetic H este permeabilitatea magnetică absolută μ_0:

$$\mu_0 = \frac{B}{H} \text{([henry/m; H/m].}$$

Permeabilitatea absolută este o caracteristică a fiecărui material. Pentru vid (aer) $\mu_{0v} = 4\pi 10^{-7}$ H/m.

— *Permeabilitatea iniţială*, μ_i, este valoarea limită a permeabilităţii materialului magnetic în originea primei curbe de magnetizare ($B = f(H)$)

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_{0v}} \lim_{H \to 0} \frac{B}{H},$$

unde: μ_{0v} — permeabilitatea absolută a vidului; H — intensitatea cîmpului magnetic alternativ [A/m]; B — inducţia magnetică [Wb/m^2 sau T].

— *Permeabilitatea aparentă*, μ_{ap}. Dacă introducem un miez magnetic în interiorul unei bobine, inductanţa se va modifica din cauza concentrării liniilor de cîmp (creşte fluxul magnetic). Raportul dintre inductanţa cu miez a bobinei şi valoarea inductanţei fără miez (pe aer) se numeşte permeabilitate magnetică aparentă:

$$\mu_{ap} = \frac{L}{L_0}.$$

Permeabilitatea aparentă evaluează contribuţia materialului magnetic la valoarea inductanţei. Ea nu este egală cu permeabilitatea efectivă (μ_{ef}) decît în anumite distribuţii ale cîmpului magnetic (cum ar fi în cazul torului).

— *Inductanţa specifică*, A_L (sau factorul de inductanţă). O bobină realizată pe miezul magnetic considerat are inductanța proporțională cu pătratul numărului de spire (n^2) și un factor ce depinde de caracteristicile magnetice ale miezului (A_L). Dacă bobina are o singură spiră, factorul de inductanță este egal chiar cu inductanța bobinei:

$$A_L = \frac{L}{n^2}\,[\text{nH/spiră}^2].$$

De exemplu, dacă un miez magnetic are $A_L = 700$ (nH/sp^2) rezultă pentru o bobină cu o spiră o inductanță $L = 700$ nH, pentru $n = 10$ spire $L = 700 \times 10^2 = 70\,000$ nH $= 70$ μH etc.

— *Factorul de pierderi*, tg δ și *factorul de calitate*, Q. În miezul magnetic apar pierderi produse de curenții turbionari, prin histerezisul magnetic și alte pierderi în masa miezului (pierderi reziduale). Aceste pierderi sînt evaluate în puterea de pierderi produsă în rezistența echivalentă de pierderi, r_p. Se definesc: factorul de calitate, Q, și tangenta unghiului de pierderi, tgδ:

$$Q = \frac{1}{\text{tg}\,\delta} = \frac{\omega L}{r_p}.$$

În acest caz, unghiul δ este defazajul dintre inducția magnetică B și cîmpul magnetic H. Se obișnuiește a prezenta factorul relativ de pierderi ca raportul dintre tg δ și permeabilitatea inițială, μ_i (la o anumită frecvență).

— *Factorul de temperatură al permeabilității.* Variația permeabilității magnetice cu temperatura este dată de relația:

$$\frac{TK}{\mu_i} = \frac{\Delta\mu}{\Delta T} = \frac{1}{\mu_i^2}\,[10^{-6}/°\text{C}] \text{ sau } [\text{ppm}/°\text{C}],$$

unde: TK — este coeficientul de temperatură; $\Delta\mu$ — variația permeabilității magnetice; ΔT — variația de temperatură; μ_i — permeabilitatea inițială.

Această caracteristică este importantă la analiza stabilității inductanței, eventual a frecvenței circuitului oscilant LC.

— *Toleranța factorului de inductanță*, A_L, este abaterea permisă a valorii A_L exprimată în procente.

Miezurile magnetice utilizate în prezent sînt realizate din ferite magnetice moi. Principalele caracteristici ale feritelor moi care se produc în țară (la Întreprinderea de ferite Urziceni; I.C.S.I.T.E. — București) sînt prezentate în tabelele 5.V și 5.VI:

A) Ferite moi tip ELFERIT A

Tabelul 5.V

Caracteristici / *Cod*	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_{51}	A_{52}	A_6
Permeabilitatea inițială, $\mu_i \pm 20\%$	600	1 200	1 500	1 500	2 200	2 200	2 200	2 800
Domeniul de frecvențe: f_{min} [kHz]	200	4	1	1	1	1	1	1
f_{max} [kHz]	1 500	100	100	100	100	100	100	100
Factor relativ de pierderi* tg δ/μ_i [10^{-3}]	<12/60	<10	<8/20	<2/20	<5/20	<1/8	<1/8	<4/15
Factorul de temperatură al μ_i TK/μ_i [ppm/°C], t între (−20...+60)°C	⩽3	⩽4,5	⩽1,3	⩽(0,8...1,5)	⩽1,4	⩽0,7	⩽(0,5...1,5)	⩽1

* primul număr se referă la f_{min}, iar al doilea la f_{max}

B) Ferite moi tip ELFERIT D, E şi F (pentru bobine de radiofrecvenţă)

Tabelul 5. VI

Cod / Caracteristici	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8	E_1	E_2	F_4
Permeabilitatea iniţială, μ_i ±20%	9	9	12	30	50	90	120	500	200	300	70
Domeniul de frecv. f min [MHz]	30	150	50	30	10	2	0,5	0,5	0,5	0,5	1,5
f max [MHz]	200	300	200	100	80	40	10	5	5	5	30
Factor relativ de pierderi: tg $\delta/\mu_i[10^{-6}]$	<5 000	<250	<250	<100	<50	<50	<50	<45	<25	<25	<100
la frecv. [MHz]	80	150	100	80	10	3	1,5	1	1	1	10
Factorul de temperatură al μ_i TK/ μ_i[ppm/°C], t între −40°...+80°C	<25	<10	<80	<35	<20	<15	<10	<4,5	<2	<2	<2,8

Din materialele prezentate în aceste tabele se produc miezuri pentru bobine sub mai multe forme constructive. Fiecare tip are un anumit cod: prezentăm mai jos cite un exemplu:

— *Miezuri cilindrice* — codificare: C 3 × 12 D_3

Se realizează din materialele: A_3, D_2, D_3, D_4, F_4

material
lungime [mm]
diametru [mm]
tip cilindric

— *Miezuri cilindrice filetate* — codificare: CF M4 × 0,6 F_4

Se realizează din materialele: A_3, D_4, F_4

material
pas filet [mm]
diametrul filetului [mm]
tip cilindric filetat

— *Miezuri tubulare* — codificare: TB 2,6 × 1,2 × 5,5 A_3

Se realizează din materialele: A_2, A_3, D_2, D_3, D_4, F_4

material
lungime [mm]
diametrul interior [mm]
diametrul exterior [mm]
tip tubular

— *Miezuri toroidale din ferite* — codificare: T 7 × 4 × 2 F_4

Se realizează din materialele: A_1, A_3, A_4, A_5, A_{51}, A_{52}, D_8 D_5, D_7, F_1

material
înălţimea (mm)
diametrul interior (mm)
diametrul exterior (mm)
tip toroidal

— *Miezuri tip oală din ferită* — codificare: O 22 × 13 A_5 250 A

Se realizează din materialele: A_1, A_3, A_5, A_{51}, A_{61}

toleranța A_L
valoarea A_L
material
înălțime [mm]
diametrul exterior [mm]
tip oală

Toleranța A_L se prezintă literal: ±3% — A; ±5% — J; ±10% — K (+30%, −20%) — R.

Pentru miezurile tip oală se produc carcase din mase plastice, care și ele sînt codificate: CAR 0 22 × 13 1

număr de galeți
dimensiunile miezului
pentru miez oală
carcasă

La I.C.S.I.T.E. — București și I.F. — Urziceni se produc miezuri tip oală din ferită cu A_L între (100 ... 7600) nH/sp², din materiale ELFERIT tip A_1, A_3, A_5, A_{51}.

— *Bare din ferită pentru antene.* Sînt realizate în trei variante constructive:

a) Cilindrice: Ø 10 × 180; UM,UL; material D_7; $\mu_{ap} = 15$; $Q > 420$ (0,9 MHz)

Ø 10 × 140; UM,US; material D_6; $\mu_{ap} = 11$; $Q > 250$ (1 MHz)

b) Canelate: Ø 10 × 180; UM,UL; material A_1; $\mu_{ap} = 20$; $Q > 300$ (0,9 MHz)

c) Plate: 110 × 20 × 4; UM, UL; material E_2; $\mu_{ap} = 10{,}5$; $Q > 200$ (1,5 MHz)

55 × 14 × 4; UM,UL; material E_3; $\mu_{ap} = 12$; $Q > 200$ (1,5 MHz)

— *Miezuri cu două orificii și cu șase orificii tip:*

cilindric — codificare C60 6 × 10 A_3

material
înălțimea [mm]
diametrul [mm]
cilindric cu 6 orificii

prismă — codificare P 60 4,2 × 10 A_5
(20)

material
înălțimea [mm]
lățimea [mm]
cu 6 orificii
(cu 2 orificii)
formă de prismă

Se realizează din materialele: A_3, A_5, D_1, D_7.

Se mai produc miezuri $E + I$, $E + E$, U + U pentru transformatoare de impulsuri, convertoare cc—ca, trafe bandă largă, trafo linii tv etc.

Bobine de joasă frecvenţă

În domeniul frecvenţelor joase cuprins între cîteva zeci de [Hz] şi zeci de [kHz], care include şi banda audiofrecvenţelor (30 ... 15 000) Hz, bobinele se realizează cu miezuri tip oală de ferită.

Calculul inductanţei este simplu: cunoscîndu-se inductanţa specifică A_L, care este marcată pe corpul oalei de ferită se află numărul de spire pentru obţinerea inductanţei necesare: $n^2 = \frac{L}{A_L}$.

Alegerea tipului de miez se face de la caz la caz, în funcţie de condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească bobina, astfel:

— *frecvenţa de lucru* — aflîndu-se tipul materialului magnetic.

La stabilirea definitivă a tipului materialului magnetic se vor analiza pierderile pentru aprecierea Q-ului, factorul de temperatură al permeabilităţii pentru aprecierea stabilităţi cu temperatura.

— *inductanţa specifică*, A_L se alege în funcţie de L, dar şi ţinîndu-se seamă de diametrul sîrmei, care influenţează semnificativ Q-ul bobinei. Pentru obţinerea unei inductanţe de 100 mH la un miez dat (Ø 18 × 14) şi A_L ales = 100 sînt necesare 1 000 spire. Spaţiul destinat bobinajului fiind limitat de dimensiunile miezului şi al carcasei, este necesar să alegem sîrmă de bobinaj de diametru foarte mic. În acest caz rezistenţa înfăşurării creşte şi Q-ul scade. Soluţia de ameliorare este alegerea unui miez cu A_L mai mare sau cu dimensiuni mai mari.

O problemă deosebit de importantă este alegerea unor circuite astfel ca înfăşurarea bobinei să fie parcursă de o componentă de curent continuu cît mai mică. La curenţi mai mari este necesar să se aleagă miezuri cu întrefier mai mare, care vor avea A_L mai mic. În cataloagele de miezuri se precizează intrefierul la fiecare miez tip oală. Mărimea intrefierului influenţează considerabil stabilitatea inductanţei faţă de variaţiile temperaturii. La intrefier mare (deci A_L mic) stabilitatea este bună, la intrefier mic (A_L mare) stabilitatea inductanţei scade.

— *stabilitatea inductanţei* este condiţionată şi de factorul de temperatură al permeabilităţii. La creşterea temperaturii valoarea inductanţei se măreşte. Variaţiile inductanţei vor fi cu atît mai semnificative cu cît factorul de temperatură al permeabilităţii şi modificarea temperaturii sînt mai mari. La realizarea circuitelor acordate la oscilatoare *LC* filtre etc., bobinelor cu oale de ferite li se vor asocia capacitoare cu polistiren (stiroflex), care au coeficient de temperatură negativ. Se poate astfel compensa aproape în întregime variaţiile inductanţei cu temperatura, urmarea fiind o excelentă stabilitate a frecvenţei de acord. Valoarea inductanţei care se realizează cu oala de ferită, calculată cu formula de mai sus, este afectată de toleranţa inductanţei specifice, care se dă în procente. Majoritatea ansamblurilor de bobine cu oală de ferită au miez filetat de reglaj, cu ajutorul căruia se poate ajusta (cîteva procente) valoarea inductanței.

Ca în cazul majorității problemelor tehnice, alegerea tipului de oală pentru bobine este o problemă de analiză și de compromis în scopul obținerii soluției optime.

Sînt situații des întîlnite în practica amatorului electronist, cînd caracteristicile miezului de ferită nu sînt cunoscute (marcajul șters). Pentru aflarea A_L se realizează pe carcasa miezului o bobină cu 10 spire, se măsoară inductanța L, rezultînd $A_L = L/100$ [nH/sp^2]. Pentru asamblarea și fixarea în montaj a oalelor de ferită se recomandă utilizarea ansamblurilor de fixare produse de fabricant. La bobinele din filtrele electrice, oscilatoare etc., unde este necesară o foarte bună stabilitate a frecvenței, după definitivarea reglajelor, se recomandă rigidizarea miezului (celor două părți ale oalei de ferită) prin lipirea cu araldit sau epoxi. Lipirea se va face cu miezurile asamblate (suprapuse) numai pe cercul exterior planului de contact al acestora. Trebuie menționat că după lipire miezurile de ferită nu se mai pot desface, deci atenție! Se recomandă ca după efectuarea bobinei pe carcasă, spirele acesteia să fie mai bine fixate cu un matisaj din ață de cusut impregnată în ceară. Cu acest procedeu se elimină posibilitatea modificării poziției spirelor din ultimele straturi ale bobinei. Și o ultimă recomandare: la realizarea bobinajului se va păstra o „higienă“ perfectă a sîrmei de bobinaj și a mîinilor.

Bobine de radiofrecvență

Valoarea inductanței necesare se calculează de la caz la caz, în funcție de circuitul unde este necesară bobina.

— Inductanța din circuitul oscilant:

$$L = \frac{2{,}53 \times 10^4}{f^2[\mathrm{MHz}] \times C[\mathrm{pF}]}[\mu\mathrm{H}]$$

— În cazul circuitelor oscilante de intrare (de semnal) din receptoare, C este capacitatea minimă a capacitorului variabil plus capacitatea parazită a montajului, iar f este frecvența maximă a gamei de recepție.

— Pentru obținerea unei impedanțe de sarcină Z_0 la amplificatoarele de radiofrecvență se utilizează circuitul oscilant derivație la rezonanță; în acest caz inductanța este:

$$L = Z_0 Cr = \frac{Z_0}{\omega_0 Q},$$

unde: $Q = \frac{f_0}{B}$ — factorul de calitate B fiind banda de trecere a circuitului oscilant, f_0 — frecvența de rezonanță, r — rezistența echivalentă serie de pierderi.

— Inductanța necesară pentru bobina șocului de RF rezultă din condiția:

$$Z_{șoc} \geqslant (10 \ldots 20)Z,$$

unde: $Z_{șoc} = \omega_0 L_{șoc}$ este reactanța șocului și Z este impedanța în paralel cu șocul; dacă este un circuit oscilant, $Z = L/Cr$.

Se obține:

$$L_{șoc} = \frac{(10 \ldots 20)\,Z}{2\pi f_0}.$$

După ce s-a stabilit valoarea inductanței L se trece la calculul bobinei. Pentru bobinele pe aer am prezentat formulele de calcul. Cînd se folosesc bobine cu miezuri din ferită, inductanța este dată de relația:

$$L = \mu_{ap} L_0.$$

unde: μ_{ap} — permeabilitatea aparentă a miezului magnetic; L_0 = inductanța bobinei fără miez — pe aer.

Dacă se cunoaşte μ_{ap}, se calculează numărul de spire n_0 al bobinei de inductanță L_0 pe aer, cu formulele cunoscute, apoi numărul de spire n al bobinei L. Cînd valoarea permeabilității aparente nu se cunoaşte, ea se poate afla măsurînd inductanța L_0 pe aer şi apoi L cu miezul magnetic introdus, la aceeaşi bobină.

Pentru realizarea practică a bobinelor de *RF*, recomandăm folosirea bobinelor din filtrul de FI al televizoarelor. Aceste bobine au miezul de ferită cu $\mu_{ap} = 1{,}8 \ldots 2{,}2$ şi se găsesc în comerț. Dăm cîteva exemple de inductanțe realizate pe carcase şi miez din filtrul FI—TV cale comună:

$n = 10$ spire, $d = 0{,}3$ mm, $L_{aer} = 0{,}64$ µH

$n = 10$ spire, $d = 0{,}3$ mm, $L_{miez} = 1{,}41$ µH, $\mu_{ap} = 1{,}41 : 0{,}64 = 2{,}2$

$n = 4$ spire, $d = 0{,}35$ mm, $L_{aer} = 0{,}11$ µH

$n = 4$ spire, $d = 0{,}35$ mm, $L_{miez} = 0{,}20$ µH, $\mu_{ap} = 0{,}20 : 0{,}11 = 1{,}81$

În general, cunoscînd numărul de spire n şi inductanța L a unei bobine, pentru o altă valoare a inductanței, L_x (realizată pe aceeaşi carcasă şi miez), este necesar un număr de spire:

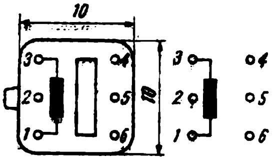
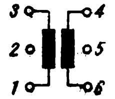
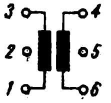
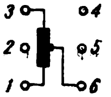
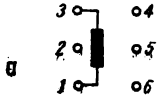
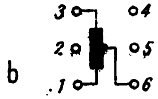
$$n_x = n \sqrt{\frac{L_x}{L}}.$$

De exemplu, pentru o inductanță $L_x = 5$ µH realizată pe o carcasă de FI—TV cu datele din exemplul de mai sus rezultă numărul de spire:

$$n_x = n \sqrt{\frac{L_x}{L}} = 10 \sqrt{\frac{5}{1{,}41}} \cong 19 \text{ spire.}$$

În afara miezurilor tip bară cilindrică (cu sau fără filet), pentru bobinele de RF se produc şi miezuri cu cîmp închis tip oală de ferită, mosor plus oală filetată şi toroidale. Miezurile mosor plus oală filetată se utilizează în ansamblurile de FI—MA—455 kHz, FI—MF — 10,7 MHz, FI — sunet TV — 6,5 MHz şi la bobinele circuitelor de semnal şi oscilator local din gamele UL—UM. Cîteva date caracteristice şi marcajul acestor bobine tipizate, fabricate în țară (la Uzinele Electronica şi Tehnoton) sînt prezentate în figurile 5.9 şi 5.10. Pentru realizarea şocurilor RF, a transformatoarelor de adaptare şi simetrizare, trafo impulsuri se folosesc miezuri din ferită cu 2 sau 6 orificii şi miezuri toroidale. Pentru bobinarea miezurilor toroidale se recomandă utilizarea unui dispozitiv simplu realizat după schița din figura 5.11. Piesa se realizează din sîrmă de oțel sau alamă cu diametrul de 0,8...1 mm. Se „încarcă" piesa cu sîrma de bobinaj şi se execută înfăşurarea. Pentru bobinarea unor toruri cu diametre interioare mai mici nu mai este necesară o asemenea piesă.

În domeniul UUS se pot realiza inductanțe chiar pe cablajul imprimat. Forma acestora poate fi spirală sau pătrată (figura 5,12). Valoarea induc-

Schema electrică	Capacitate acord	L [μH]	n [spire]	Marcaj
	1 nF	110	75	roşu
	1 nF	110	$n_1 = 75$ $n_2 = 50$	roşu galben
	1 nF	105	$n_1 = 75$ $n_2 = 6$	verde
	1 nF	110	75	galben
	330 pF	370	[illegible]	albastru
	145 pF			verde galben oscilator UL UM
	170 pF			roşu alb FI-455 kHz oscilator UL
	140 pF			alb 1 MHz oscilator UM UL

Notă: $Q > 70$
$\Delta L = \pm 7\%$
$\varnothing = 0{,}08$
(cupru izolat cu poliuretan)

Fig. 5.9. Ansamblu tipizat de bobine FI-MA — 455 kHz (a). Ansamblu tipizat de bobină UL-UM (b).

tanţei bobinelor spirale este dată de formula:

$$L = 4{,}97 \times 10^{-3} \times R_{med} \sqrt[3]{n^5} \lg \frac{8R_{med}}{a} [\mu H],$$

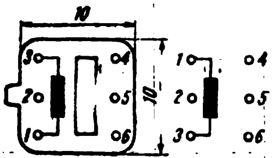
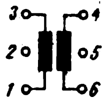
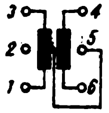
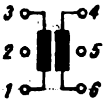
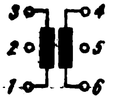
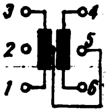
iar pentru bobinele pătrate:

$$L = 5{,}55 \times 10^{-3} \times l_{med} \sqrt[3]{n^5} \lg \frac{8l_{med}}{a} [\mu H],$$

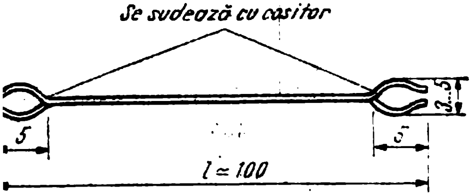
unde:

— $R_{med} = \frac{R_{ext} + R_{int}}{2}$ este raza medie, în [mm];

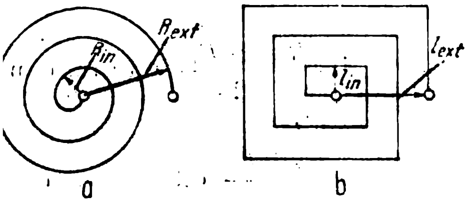
— $l_{med} = \frac{l_{ext} + l_{int}}{2}$ este latura medie, în [mm];

Schema electrică	Q	Capacitate acord	Marcaj
 10 10 1 2 3 4 5 6 Vedere de jos	80		două puncte albe
		160 pF	dungă albă
		180 pF	dungă verde
		220 pF	dungă neagră
	80		două puncte negre
		160 pF	dungă albă
		180 pF	dungă verde
		220 pF	dungă neagră
	80		două puncte verzi
		33 pF	dungă albă
		47 pF	dungă verde
		68 pF	dungă neagră
	80		trei puncte negre
		120 pF	dungă albă
		150 pF	dungă verde
		180 pF	dungă neagră
	60	220 pF	două puncte negre, unul alb
	70	82 pF	trei puncte verzi

ig. 5.10. Ansamblu tipizat de bobine FI-10,7 MHz.


Se sudează cu cositor
5
5
3
l ≈ 100

ig. 5.11. Dispozitiv pentru realizarea bobinelor toroidale.


R_ext
R_in
l_ext
l_in
a
b

ig. 5.12. Bobine realizate pe circuit imprimat: a) formă de spirală, b) formă pătrată.

— $a = \frac{R_{ext} - R_{int}}{2}$ sau $a = \frac{l_{ext} - l_{int}}{2}$ este lăţimea medie a bobinei în [mm].

— n este numărul de spire.

Inductanţa unei benzi conductoare de lungime D, lăţime b şi grosime c, toate în [cm], este dată de formula:

$$L = 0{,}002\,D\left(606 \lg \frac{2D}{b+c} + 0{,}22\,\frac{b+c}{D}\right) [\mu\text{H}].$$

Dacă inductanţa se realizează dintr-o bandă de circuit imprimat de lungimea D, lățimea b, și grosimea plăcii imprimate este h, atunci:

$$L = 197{,}5\,D \ln\left\{1 + \frac{6{,}28}{b/h}\left[1 + 0{,}27\,\mathrm{tg}\,h^2\left(\frac{1{,}4}{b/h}\right)\right]\right\}[\mathrm{nH}].$$

Asemenea inductanțe sînt semnificative la frecvențele din benzile FF și UÎF. Inductanța unui conductor cu lungimea de 1 mm și diametrul de 0,3 mm este de 1 nH. O asemenea inductanță aflată în emitorul unui tranzistor amplificator de UÎF produce o pierdere de circa 10% din cîștigul etajului.

Antene de ferită

În receptoarele tranzistorizate, circuitul oscilant de intrare este realizat pe o bară de ferită, care constituie antena de recepție. Antenele de ferită au o directivitate pronunțată, proprietate care le fac preferate altor tipuri de antene.

Inductanța antenelor de ferită se calculează, ca în cazul circuitelor oscilante de acord, cu formula:

$$L = \frac{253 \times 10^4}{f_{max}^2 C_{min}}[\mu\mathrm{H}],$$

unde: f_{max} — este frecvența maximă de recepție din gamă, în [MHz]

C_{min} = este capacitatea minimă a condensatorului variabil, plus capacitățile parazite ale montajului.

Cunoscînd valoarea inductanței L și permeabilitatea aparentă μ_{ap} a barei de ferită se află numărul de spire. După realizarea bobinei se ajustează acordul antenei (deci și a circuitului de intrare) prin găsirea poziției optime a acesteia de-a lungul barei de ferită. După această operațiune, carcasa bobinei se fixează cu ceară de bara de ferită.

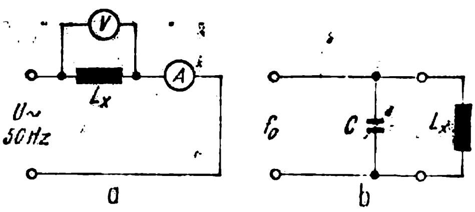


Fig. 5.13. Metode simple de măsurare a inductanței: a) metoda volt-ampermetrică, b) metoda rezonanței.

Măsurarea inductanței bobinelor se poate face în mai multe moduri. Rezultate de precizie se obțin cînd se utilizează punți de inductanțe sau Q-metre, aparate de laborator. În lipsa acestora se pot folosi metode de măsură, care au o precizie suficientă. În cazul inductanțelor mari, $L \geqslant 10\,\mathrm{mH}$ și cu $Q > 10$, se poate utiliza metoda voltampermetrică (figura 5.13 a). Inductanța este dată de formula: $L = \frac{U}{2\pi f I} = \frac{U}{314 \times I}$. O altă metodă este cea a rezonanței (figura 5.13,b).

Se conectează inductanța necunoscută, L_x, într-un circuit oscilant, CL_x, derivație (sau serie) și se citește de pe scala generatorului frecvența de rezonanță f_0. Rezonanța se pune în evidență cu un voltmetru electronic sau osciloscop de RF. Precizia măsurării este viciată de capacitățile proprii ale sondelor voltmetrului sau osciloscopului, care trebuie luate în calculul inductanței.

Un aparat de măsură care asigură o bună precizie a măsurării inductanței este undametrul cu absorbție numit în literatură grid-dip-metru (vezi și capitolul „Tehnica măsurărilor electrice").

Capitolul 6

TRANSFORMATOARE DE REȚEA

ing. **ILIE MIHĂESCU**
fiz. **ALEXANDRU MĂRCULESCU**

Transformatoarele sînt aparate bazate pe fenomenul inducției electromagnetice, construite cu destinația de a prelua energie electrică sub o tensiune U_1 și cu intensitatea I_1 și a o reda sub tensiunea U_2 la curentul I_2.

Energia preluată din circuitul primar se regăsește în circuitul secundar în proporție de 80—90%, diferența de 10—20% fiind „pierdută“ sub formă de căldură sau cîmp electromagnetic radiat în mediul înconjurător. Creșterea tensiunii în secundar față de primar se obține întotdeauna în detrimentul intensității, care se va reduce aproximativ în același raport. Pentru a exprima cantitativ această lege de bază a transformatoarelor, să notăm cu N_1, U_1, I_1 respectiv N_2, U_2, I_2, numărul de spire, tensiunea și curentul din primar, respectiv din secundar (fig. 6.1). Experiența arată că raportul dintre numerele de spire din primar și din secundar este egal cu raportul dintre tensiunile respective U_1 și U_2:

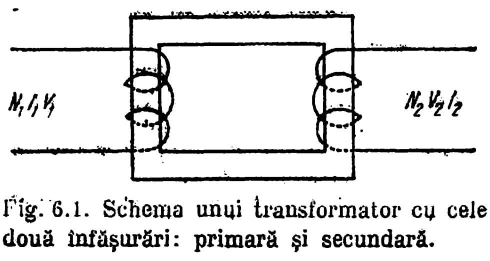


Fig. 6.1. Schema unui transformator cu cele două înfășurări: primară și secundară.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} \text{ (raportul de transformare).}$$

Dacă am neglija pierderile de energie din transformator, raportul dintre curentul în primar și cel din secundar ar fi egal cu inversul raportului de transformare; în practică însă aceste pierderi nu pot fi neglijate, astfel că egalitatea este doar aproximativă:

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{I_2}{I_1}.$$

Randamentul transformatorului depinde de numeroși factori, printre care se numără calitatea și geometria miezului utilizat (vezi tabele 2.V) forma și dimensiunile înfășurărilor, diametrul conductoarelor folosite etc.

În marea majoritate a situațiilor practice întîlnite de amatori, cînd se folosesc miezuri de formă E + I din tole de fier-siliciu, se poate lua în calcule un randament de 80% ($\eta =$ $= 0{,}80$). Aceasta înseamnă că dacă dorim să obținem în circuitul secundar o anumită putere P_2, va trebui să furnizăm primarului o putere mai mare, P_1:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = 1{,}25 \cdot P_2.$$

În această relație figurează puterea aparentă care se definește prin produsul $P = U \cdot I$ și se exprimă în unități VA (volt-amper), tensiunea fiind exprimată în volți și curentul în amperi.

CALCULUL PUTERILOR

Primul lucru pe care trebuie să-l stabilim precis atunci cînd construim un transformator este destinația sa. Aceasta presupune cunoașterea tensiunii maxime și a curentului maxim pe care urmează să le debiteze înfășurarea secundară. Pentru a răspunde mai multor situații practice, vom distinge trei cazuri frecvent întîlnite, și anume: a) secundarul cu o singură înfășurare; b) secundarul cu mai multe înfășurări separate și c) secundarul cu o singură înfășurare, cu prize mediane.

a) Dacă în secundar avem o singură înfășurare care trebuie să debiteze tensiunea maximă U_2 și curentul maxim I_2, puterea secundarului este: $P_2 = U_2 \cdot I_2$.

b) Dacă secundarul conține mai multe înfășurări separate care trebuie să funcționeze simultan (fig. 6.2), puterea totală în secundar se calculează însumînd puterile parțiale ale înfășurărilor.

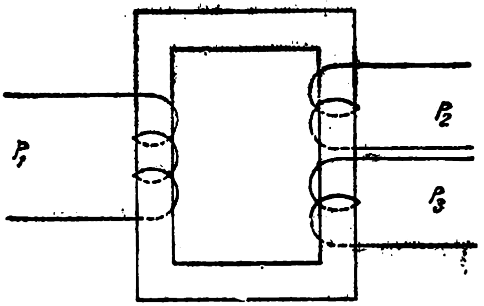


Fig. 6.2. Schema unui transformator cu două înfășurări la secundar.

De exemplu, dacă secundarul are o înfășurare de 12 V/2 A și una de 30 V/1 A, puterea totală este: $P_2 = 12 \cdot 2 + 30 \cdot 1 = 54$ VA.

Există și situații speciale în care nu toate înfășurările secundarului trebuie să funcționeze simultan. Acest lucru este important de știut, deoarece putem reduce simțitor gabaritul și costul transformatorului, luînd în calcule puterea maximă care se folosește. Dacă reluăm exemplul precedent și presupunem că tensiunile de 12 V și de 30 V se folosesc pe rînd (numai una o dată, după necesități), puterea secundarului o vom lua egală cu puterea cea mai mare din cele două, adică de 30 VA. În general, în astfel de situații se ia ca putere totală a secundarului suma puterilor din acele înfășurări care se utilizează simultan.

c) Dacă secundarul conține o înfășurare unică, dar cu una sau mai multe prize mediane, puterea se calculează luînd tensiunea maximă (a întregii înfășurări) și curentul maxim ce urmează a fi debitate:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2.$$

Tensiunea maximă va fi suma tensiunilor din secțiunile delimitate de extremități și de prizele mediane, pe cînd curentul maxim va fi același prin toate secțiunile (circuit serie).

După ce am calculat puterea totală maximă P_2 pe care trebuie să o furnizeze secundarul, urmează calcularea puterii maxime absorbite de primar,

$$P_1 = 1{,}25 \cdot P_2.$$

Reamintim că am luat aici o valoare a randamentului de 80%; în practică se poate depăși ușor această valoare, dar pentru uzul constructorilor amatori este bine să se lase un surplus de siguranță, ținînd cont de exigențele pe care le-ar impune considerarea unui randament mai mare (tole de bună calitate, țeserea și strîngerea perfectă a pachetului de tole etc.).

SECȚIUNEA MIEZULUI

După cum s-a menționat, pentru alcătuirea miezului transformatorului se folosesc cel mai frecvent tolele de tipul E + I (fig. 6.3). În literatura de specialitate, aceste tole se clasifică, la rîndul lor, în funcție de anumite caracteristici dimensionale, existînd nomenclatoare care ușurează mult alegerea tipului dorit și calculul transformatorului.

În privința pachetului de tole, constructorul trebuie să cunoască două caracteristici esențiale și anume secțiunea miezului și dimensiunile „ferestrei“ (evident, se presupune cunoscută natura materialului din care sînt confecționate tolele, în cazul nostru tablă de fier-siliciu). Secțiunea miezului, S, se obține înmulțind grosimea c a pachetului de tole cu lățimea b a benzii centrale din tola E (fig. 6.4). Exprimînd pe c și pe b în centimetri, secțiunea S rezultă în centimetri pătrați.

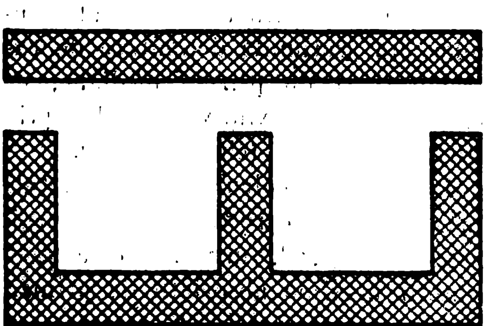


Fig. 6.3. Tole de tipul E + I.

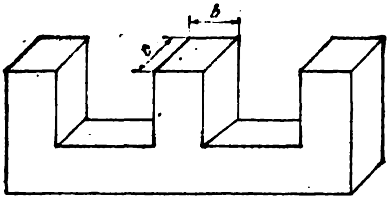


Fig. 6.4. Elementele pentru calculul secțiunii miezului.

Cunoașterea secțiunii este obligatorie, deoarece puterea maximă pe care o transferă (din primar în secundar) un transformator este dependentă de secțiunea miezului. Pentru materialele feromagnetice obișnuite (tablă de fier-siliciu), această dependență se poate exprima prin relația aproximativă:

$$S = \sqrt{P_1},$$

unde S se ia în cm², iar P_1 (puterea maximă totală din primar) în wați sau în volt-amperi.

Atunci cînd miezul magnetic este realizat din tole de calitate inferioară (tablă de fier sau oțel decălit), în relația precedentă se introduce un coeficient supraunitar de proporționalitate cu valori cuprinse între 1,1 și 1,6:

$$S = (1{,}1 \dots 1{,}6)\sqrt{P_1}.$$

Cealaltă caracteristică esențială a miezului — fereastra — reprezintă spațiul gol care rămîne după îmbinarea pachetului de tole, între brațul central și unul din brațele laterale ale miezului.

La tolele de tip E + I există două ferestre egale, de o parte şi de cealaltă a braţului central. Acest spaţiu gol al miezului va fi ocupat de carcasa transformatorului, pe care se află înfăşurările bobinelor din primar şi secundar.

Dimensiunile ferestrei se iau în considerare după ce s-a terminat calculul înfăşurărilor (numerele de spire şi diametrul conductoarelor), pentru a ne asigura că bobinele rezultate din calcul încap pe carcasă. Asupra acestui aspect vom reveni la momentul potrivit.

După ce am stabilit secţiunea minimă S a miezului necesar (puterea P_1 în primar fiind calculată anterior), ne vom procura pachetul de tole corespunzător. Trebuie să avem grijă ca secţiunea să nu fie în nici un caz mai mică decît valoarea rezultată din calcul; pe de altă parte, o secţiune mult mai mare va asigura funcţionarea corectă a transformatorului, dar va conduce la un gabarit sporit şi la un consum mai mare de conductor.

Corectarea secţiunii se poate face foarte uşor, mărind sau micşorînd adecvat grosimea pachetului de tole (deci numărul de tole utilizate). În practică se va căuta, pe cît posibil, ca forma secţiunii $b \times c$ să fie aproape pătrată ($b \approx c$), deoarece în acest caz lungimea unei spire va fi minimă pentru secţiunea dată. Se face astfel economie de conductor şi totodată se reduc pierderile de energie prin căderea de tensiune pe rezistenţa ohmică a înfăşurărilor. Pe de altă parte, atunci cînd miezul procurat are şi carcasa gata confecţionată, constructorul amator îl poate folosi ca atare, chiar dacă secţiunea sa este cu 20—30% mai mare decît valoarea calculată.

CALCULUL ÎNFĂŞURĂRILOR

La început s-a arătat că raportul tensiunilor din primar şi din secundar, $U_1 : U_2$, este egal cu raportul numerelor de spire din aceste înfăşurări:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}.$$

S-ar părea, la prima vedere, că pentru a realiza o transformare de tensiune de la U_1 la U_2 putem lua orice pereche de valori pentru numerele de spire N_1 şi N_2, cu respectarea raportului dorit. În realitate lucrurile nu stau aşa, deoarece unui anumit număr de spire nu îi putem „încredința“ orice valoare de tensiune. Mai precis, pentru un număr dat de spire există o limită maximă a tensiunii ce poate fi preluată şi transformată în condiţii bune de randament şi de siguranţă. Fără a intra în detalii teoretice, vom menţiona doar că această restricţie este impusă de condiţiile de magnetizare a miezului transformatorului (inducţia magnetică din miez depinde de numărul de spire în înfăşurarea primară, de curentul care străbate această înfăşurare, de dimensiunile şi de calitatea miezului magnetic).

Pe baza experienţei practice acumulate, privind proiectarea şi exploatarea transformatoarelor, s-a ajuns la o relaţie empirică foarte simplă pentru determinarea numărului de spire pe volt:

$$n \approx \frac{55}{S}.$$

În această relație, S reprezintă secțiunea miezului (în cm^2), n — numărul de spire pe volt, iar numărul 55 este o constantă empirică aproximativă care depinde de calitatea miezului. Constanta poate fi luată chiar 50 în cazul tolelor din tablă de fier-siliciu, avînd o valoare de 55—60 pentru materialele magnetice de calitate inferioară (tablă obișnuită de fier etc.).

Cunoscînd numărul n de spire pe volt pentru miezul ales, putem acum calcula numerele de spire din înfășurările transformatorului:

$$N_1 = n \cdot U_1; \quad N_2 = n \cdot U_2.$$

Atunci cînd secundarul conține mai multe înfășurări separate, numărul de spire se calculează pentru fiecare tensiune în parte. De exemplu, pentru un miez cu secțiunea $S = 10$ cm^2 avem $n = \frac{55}{10} = 5{,}5$ spire/volt. Pentru o înfășurare secundară care trebuie să debiteze $U_2 = 30$ V, vom bobina în total $N_2 = 30 \times 5{,}5 = 165$ de spire.

Experiența dovedește că în cazul unor înfășurări secundare care debitează curenți mari, numărul de spire pe volt este bine să fie majorat cu 5—10% față de primar, pentru a compensa căderile de tensiune pe rezistența nenulă a conductoarelor de bobinaj. Fără a face din această observație o regulă generală, constructorul amator poate aprecia singur, de la caz la caz, soluția optimă, pe baza experienței personale acumulate.

Următoarea etapă a calculului constă în stabilirea diametrelor minime pentru conductoarele de bobinaj. În acest scop se vor determina în prealabil valorile maxime ale curenților din primar și din secundar. Uneori se cunosc dinainte aceste valori din destinația transformatorului, alteori se cunosc inițial puterile maxime necesare, curenții calculîndu-se pe baza relațiilor:

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1}; \quad I_2 = \frac{P_2}{U_2}.$$

De exemplu, dacă primarul urmează să fie alimentat de la rețea ($U_1 = 220$V) și dacă puterea maximă în primar, rezultată din calculele precedente, este $P_1 = 100$ W, curentul maxim din înfășurarea primară va fi:

$$I_1 = \frac{100\ \text{W}}{220\ \text{V}} = 0{,}46\ \text{A}$$

(se poate aproxima la 0,5 A).

DIAMETRUL CONDUCTOARELOR

Se știe că la trecerea curentului electric printr-un conductor, o parte din tensiunea aplicată la bornele circuitului se pierde prin așa-numita „cădere“ de tensiune pe rezistența ohmică R a conductorului, transformîndu-se în căldură (efectul Joule). Această parte de tensiune pierdută echivalează cu o pierdere de putere, ΔP, fiind direct proporțională cu rezistența conductorului în cauză și cu pătratul intensității curentului.

Pentru a reduce la limite acceptabile aceste căderi de tensiune pe conductoarele bobinajelor, trebuie să limităm rezistențele lor ohmice cu atît mai mult cu cît curenții ce le străbat sînt mai mari. Reamintim că rezistența R a unui conductor depinde de lungimea acestuia l, de secțiunea sa, s, și de rezistivitatea materialului ρ, conform relației:

$$R = \rho \frac{l}{s}.$$

În cazul nostru, înfășurările transformatorului au lungimi determinate (se impune numărul de spire conform calculelor precedente, iar lungimea medie a unei spire este dictată de secțiunea miezului); de asemenea, rezistivitatea este constantă, conductoarele fiind întotdeauna din cupru. Singurul element prin care putem micșora rezistența unei înfășurări rămîne astfel secțiunea conductorului.

În practică, stabilirea secțiunii minime a conductorului (deci a diametrului minim) pentru un anumit curent dat se face prin intermediul densității de curent, j. Astfel, în cazul transformatoarelor mici se admite o densitate de curent de 2—2,5 A/mm^2. Există și situații deosebite cînd se pot lua în calcule densități mai mari, de 3—3,5A/mm^2 sau chiar 4 A/mm^2 (de exemplu, unele înfășurări secundare cu spire puține, amplasate la exterior, deci care beneficiază de o răcire eficientă prin ventilație; de asemenea, înfășurările primare sau secundare ale transformatoarelor proiectate pentru a funcfuncționa intervale scurte de timp, alternînd cu perioade de pauză).

Alegînd densitatea de curent j, secțiunea s a conductorului (în mm^2) se calculează cu relația: $s = \frac{I}{j}$, unde I este intensitatea maximă a curentului din înfășurarea respectivă (în amperi). Valoarea s astfel calculată va fi considerată ca minimă, rotunjirile practice făcîndu-se întotdeauna în adaus.

De exemplu, pentru un curent maxim $I = 1$ A și considerînd densitatea de curent $j = 2,5$ A/mm^2, rezultă o secțiune minimă $s = 0,4$ mm^2. (În practică nu vom găsi conductor de bobinaj care să aibă exact această secțiune; de aceea, vom alege conductorul cu secțiunea imediat învecinată, dar mai mare, adică cel cu diametrul $d = 0,75$ mm).

Între secțiunea unui conductor, s [mm^2] și diametrul său fără izolator d [mm] există relația binecunoscută care exprimă aria cercului în funcție de diametru:

$$s = \frac{\pi d^2}{4} \approx 0.785 \cdot d^2.$$

Relația inversă se va scrie:

$$d = \sqrt{\frac{4s}{\pi}} \approx 1,13 \sqrt{s}.$$

Pentru a evita calculele implicate de relațiile precedente, în practică se folosesc tabele care cuprind — pentru diametrele curente ale conductoarelor — valorile principalelor mărimi ce intervin la bobinare (tabelul 6.I).

Densitatea de curent j se ia în amperi pe milimetru pătrat. Pentru valoarea $j = 2$ A/mm^2 (frecvent utilizată), diametrul conductorului necesar se poate calcula cu formula aproximativă:

$$d \approx 0,8 \sqrt{I}.$$

Atunci cînd nu posedăm conductor de bobinaj cu diametrul necesar (pe baza calculului precedent), putem realiza înfășurările bobinînd cu două sau

Tabelul 6.I

d [mm]	S [mm²]	I max [mA]			n_s [spire/cm²]		n_l [spire/cm]
		$j = 2$ [A/mm²]	$j = 2,5$ [A/mm²]	$j = 3$ [A/mm²]	fără izolație între straturi	cu izolație între straturi	
0,15	0,01767	35,3	44,2	53	2 880	2 260	55
0,18	0.02545	51	63,7	76,5	2 050	1 730	47,5
0,20	0,03142	62,9	78,6	94,3	1 715	1 465	43,4
0,22	0,03801	76	95	114	1 460	1 210	39,2
0,25	0,04909	98	123	147	1 140	978	35
0,28	0,06158	122	154	185	925	813	31,5
0,30	0,07069	141	177	212	807	722	29,6
0,35	0,09621	192	240	289	594	530	25,3
0,40	0,126	252	315	378	470	350	22,5
0,45	0,159	318	398	477	371	277	19,9
0,50	0,196	392	490	590	300	224	18,1
0,55	0,2376	475	594	713	246	190	16,4
0,60	0,2827	566	707	848	209	162	15,1
0,65	0,3312	662	838	993	180	142	14,1
0,70	0,3848	770	960	1 150	153	125	13,1
0,75	0,442	882	1 110	1 331	134	110	12,3
0,80	0,503	1 000	1 256	1 510	127	95,5	11,4
0,85	0.568	1 140	1 420	1 700	106	87	11,0
0,90	0,636	1 270	1 590	1 910	93	78	10,2
0,95	0,710	1 420	1 775	2 130	84	70	9,8
1,0	0,785	1 570	1 960	2 360	75	65	9,3
1,2	1,131	2 260	2 730	3 400	52	40.5	7,7
1,4	1,54	3 080	3 850	4 620	39	30,7	6,7
1,5	1,767	3 530	4 420	5 300	33,5	26.5	6,2

mai multe conductoare mai subțiri puse în paralel. Condiția obligatorie în astfel de cazuri este ca secțiunea totală a firelor folosite (adică suma secțiunilor conductoarelor) să fie cel puțin egală cu secțiunea minimă rezultată din calcule. De exemplu, dacă dorim să realizăm o înfășurare care să suporte curentul maxim $I = 2{,}5$ A, cu o densitate de curent $j = 2{,}5\ \mathrm{A/mm^2}$, secțiunea minimă a conductorului necesar este $s = 1\ \mathrm{mm^2}$. Din tabel rezultă că diametrul conductorului trebuie să fie de circa 1,2 mm. Dacă nu posedăm acest conductor, putem efectua bobinajul cu două fire (în paralel) de diametru $d = 0.80$ mm: secțiunea totală va fi $s \approx 1.006\ \mathrm{mm^2}$, deci corespunzătoare scopului.

Calculul spațiului ocupat de înfășurări

Următoarea etapă în proiectarea transformatoarelor o constituie calculul orientativ al spațiului total ocupat de înfășurări. Acest „capitol“ este adeseori neglijat de către constructorii amatori, consecințele fiind destul de neplăcute (se constată pur şi simplu că nu încap toate spirele pe carcasa aleasă).

Prin spaţiul total ocupat de înfăşurări se înţelege practic aria unei secţiuni transversale a bobinei. Pentru a putea calcula aproximativ acest spaţiu, trebuie să cunoaştem în prealabil toate datele înfăşurărilor: numerele totale de spire, diametrele conductoarelor folosite, tipul izolaţiilor (între straturi, între înfăşurări). De aceea, alegerea pachetului de tole (şi implicit a carcasei) se face în mod firesc abia după ce s-a încheiat calculul tuturor înfăşurărilor dorite (un anumit pachet de tole poate să corespundă din punct de vedere al puterii, avînd secţiunea miezului suficient de mare, dar să nu posede fereastră destul de mare pentru a încăpea înfăşurările preconizate).

Dacă în calculul înfăşurărilor (tensiuni, curenţi) a intervenit peste tot diametrul conductoarelor fără izolaţie, în discuţia de faţă va fi vorba de diametrul cu izolaţie, notat d_{iz}. Noţiunile noi care intervin aici sînt numărul de spire pe centimetru şi numărul de spire pe centimetru pătrat (vezi tabelul 6.I).

Pentru a stabili cîte spire dintr-un anumit conductor încap pe lungimea de 1 cm (numărul n_l din tabel) se poate proceda astfel: pe un creion cu secţiunea circulară se înfăşoară 20 de spire din acel conductor, cît mai strîns şi fără spaţii între ele. Se măsoară apoi cu o riglă lungimea bobinei obţinute, exprimînd rezultatul L în milimetri. Numărul n_1 se calculează din regula de proporţionalitate directă:

$$\begin{array}{l} 20 \text{ spire} \ldots\ldots\ldots\ldots L\ [\text{mm}] \\ n_l \text{ spire} \ldots\ldots\ldots\ldots l = 10\ [\text{mm}] \\ \hline \end{array}$$

$$n\ [\text{spire/cm}] = \frac{200}{L}.$$

S-a luat în mod arbitrar numărul de 20 de spire pentru a uşura calculul şi pentru a mări precizia la măsurarea lui L. Dacă este vorba de un conductor foarte subţire, se pot lua 30—40 de spire sau chiar mai multe.

Tot prin metoda descrisă mai sus se poate determina şi diametrul conductorului cu izolaţie (bineînţeles, atunci cînd nu posedăm un micrometru). Folosind aceleaşi notaţii, proporţionalitatea directă se scrie:

$$\begin{array}{l} 20 \text{ de spire} \ldots\ldots\ldots\ldots L\ [\text{mm}] \\ \ \ 1 \text{ spiră} \ldots\ldots\ldots\ldots d_{iz}\ [\text{mm}] \\ \hline \end{array}$$

$$d_{iz}\ [\text{mm}] = \frac{L}{20}.$$

Aria secţiunii transversale a unui conductor cu diametrul d_{iz} (se include şi izolaţia) poate fi calculată cu formula aproximativă:

$$s_{iz} \simeq 0{,}8 d_{iz}^2.$$

Pentru calculul spaţiului total ocupat de înfăşurări se procedează astfel:

— numărul de spire din fiecare înfăşurare se înmulţeşte cu secţiunea s_{iz} (corespunzătoare diametrului d_{iz});

— se adună rezultatele astfel obţinute pentru toate înfăşurările transformatorului, suma reprezentînd secţiunea transversală totală ocupată efectiv de conductoare;

— pentru a ține cont aproximativ de pierderile de spațiu datorate formei spirelor, izolațiilor dintre straturi și dintre înfășurări, neuniformității de bobinare etc., rezultatul precedent va fi multiplicat cu un factor cuprins între 2 și 3 (începătorii vor lua factorul 3, pentru mai multă siguranță).

Rezultatul obținut pe această cale aproximează aria minimă [mm^2] a ferestrei miezului de tole.

Exemplu. Din calculul unui transformator au rezultat următoarele înfășurări:

N_1 = 1 430 de spire, d_{iz} = 0,44 mm;
N_2 = 4 000 de spire, d_{iz} = 0,2 mm;
N_3 = 35 de spire, d_{iz} = 0,98 mm;
N_4 = 45 de spire, d_{iz} = 0,8 mm;

Ne punem întrebarea dacă un pachet de tole (E+I), avînd aria ferestrei de 6 cm × 3 cm = 18 cm^2 = 1 800 mm^2, permite plasarea tuturor înfășurărilor menționate.

Procedînd conform celor arătate mai sus, obținem:

(1): $0.8 \times (0{,}44)^2 \times 1\,430 = 250$ mm^2;
(2): $0{,}8 \times (0{,}2)^2 \times 4\,000 = 128$ mm^2;
(3): $0{,}8 \times (0{,}98)^2 \times 35 = 27$ mm^2;
(4): $0{,}8 \times (0{,}8)^2 \times 45 = 23$ mm^2.

Aria totală a secțiunii va fi 250 + 128 + 27 + 23 = 428 [mm^2], adică de peste patru ori mai mică decît aria ferestrei. Miezul menționat este deci adecvat scopului (din acest punct de vedere).

Capitolul 7

TRANSDUCTOARE ELECTROACUSTICE

fiz. MIRCEA SCHMOL

Transductorul este un dispozitiv care primeşte o energie de o anumită formă şi o transformă într-o altă formă de energie, îndeplinind atît funcţia de transfer de informaţie, cît şi pe cea de transfer de putere“.

În cazul nostru, transductoarele electroacustice asigură transformarea energiei acustice în energie electrică sau invers. Deosebim astfel mai multe dispozitive de acest gen:

a) transductoare care transformă sunetele în curent electric de audiofrecvenţă;

b) transductoare care transformă curentul electric de *AF* în sunete.

Din prima categorie fac parte: microfonul şi doza de redat discuri, iar din a doua categorie, difuzorul şi casca.

O altă categorie ar mai fi capul de redare-imprimare al magnetofoanelor sau casetofoanelor, care transformă cîmpul magnetic variabil în curent de *AF* sau invers. Şi acum să vedem cîteva caracteristici:

MICROFOANELE

Sînt transductoare capabile să producă un curent electric de *AF* sub acţiunea presiunii undelor sonore sau sub acţiunea vitezei de deplasare a particulelor de aer. Tensiunea care apare la bornele unui microfon este dată de relaţia:

$E = pk$

E — tensiunea [mV]
p — presiunea sonoră [W/cm^2]
k — coeficient de transformare

Caracteristica de frecvenţă exprimă variaţia sensibilităţii în raport cu frecvenţa sonoră şi se dă funcţie de sensibilitatea la 1 000 Hz.

Zgomotul de fond, la unele microfoane apare din cauze interne şi se dă în dB:

$$Z_g[\mathrm{dB}] = 20 \log \frac{E_{(zgomot)}[\mathrm{mV}]}{S[\mathrm{mV}/\mu\mathrm{Bar}]},$$

unde S = sensibilitatea.

Din punct de vedere funcţional se deosebesc mai multe tipuri de microfoane:

— de presiune, funcţionînd pe baza variaţiei presiunii aerului cauzată de sunet (microfoane cu cărbune, dinamice, piezoelectrice, cu bandă (pe o singură parte), capacitiv);

— de viteză, funcţionînd pe baza vitezei cu care oscilează particulele de aer (microfoane cu bandă, acționînd pe ambele fețe ale benzii, dinamice, acționînd pe ambele fețe ale membranei etc.);

— microfoane direcționale, combinație de microfoane de viteză și de presiune care primesc astfel calități direcționale. Cu cît directivitatea crește, cu atît se înrăutățește caracteristica de frecvență (200—5 000 Hz) și de aceea sînt utilizate în cazuri deosebite.

Microfonul cu cărbune este format dintr-o cutiuță în care se găsește cărbune sub formă de granule, acoperit cu o membrană elastică. În interior se află două contacte. În ritmul variației presiunii sonore, membrana apasă mai mult sau mai puțin pe granulele de cărbune, care fac un contact mai bun sau mai puțin bun, determinînd variația rezistenței interne a microfonului care comandă în acest fel energia debitată de o baterie (fig. 7.1) variația este pusă în evidență de un transformator.

Variațiile de tensiune sînt proporționale cu variațiile de presiune. Necesită sursă de alimentare și transformator de adaptare, prezintă zgomot de fond.

Microfonul dinamic. Bobina *B* este situată în întrefierul magnetului permanent *M* (fig. 7.2). La variațiile membranei *D*, bobina *B* va intersecta liniile de cîmp ale magnetului *M*, creîndu-se în acest fel o forță electromotoare care este proporțională cu presiunea sonoră. Nu necesită alimentare suplimentară și nu are zgomot de fond. După construcție poate fi omnidirecțional sau directiv.

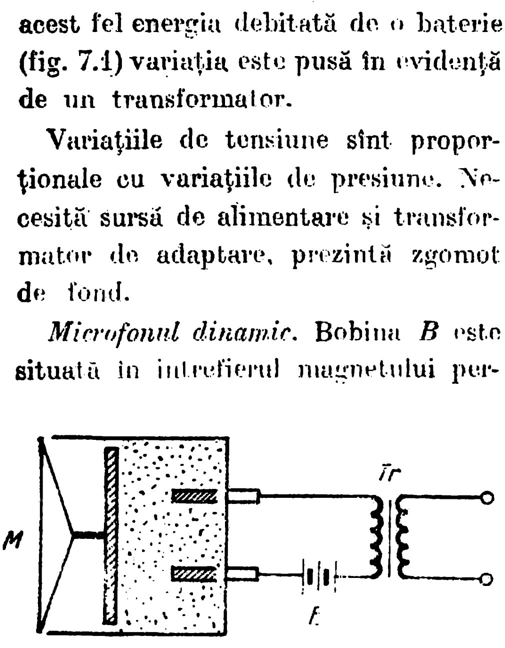


Fig. 7.1. Microfonul cu cărbune.

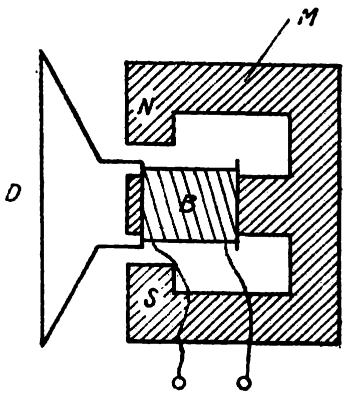


Fig. 7.2. Microfonul dinamic.

Microfonul cu bandă. O bandă foarte ușoara din aluminiu sau aur, ranforsată — profilata —, este suspendată între polii unui magnet puternic. Cînd banda începe să vibreze intretaie liniile de cîmp ale magnetului, inducîndu-se în ea o forță electromotoare (foarte mică) ce se culege la borne. Microfonul de acest tip nu prezintă zgomot de fond, în schimb este foarte sensibil la vînt, motiv pentru care se utilizează mai ales în încăperi închise (fig. 7.3).

Microfonul piezoelectric. Presiunea sonoră acționează asupra unui element piezoelectric, producînd în acesta de-

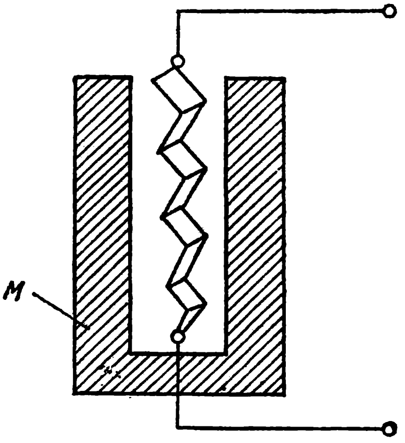


Fig. 7.3. Microfonul cu bandă.

formații mecanice care fac ca pe electrozi să apară o diferență de potențial. Ea este proporțională cu presiunea sonoră (fig. 7.4).

Microfonul cu condensator (capacitiv, electrostatic) are două armături, una fixă, iar cealaltă elastică, împreună formînd un capacitor. La variațiile de presiune, armătura elastică începe să vibreze, făcînd să varieze capacitatea condensatorului. În circuitul microfonului apare o forță electromotoare, iar la bornele rezistenței de sarcină pare o tensiune *AF* (fig. 7.5).

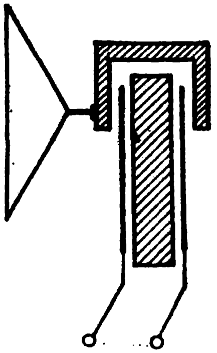


Fig. 7.4. Microfonul piezoelectric.

În tabelul 7.I. se dau cîteva caracteristici mai importante ale microfoanelor.

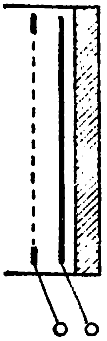


Fig. 7.5. Microfonul capacitiv.

DOZELE DE REDAT DISCURI

Dozele de redat discuri sînt traductoare care transformă vibrațiile mecanice ale vîrfului (acului lector), în curent de *AF*. Există o multitudine de tipuri, dar ele se pot clasifica în:

— electrodinamice

— ferodinamice

— piezoelectrice

Doze electrodinamice. Între polii unui electromagnet se poate deplasa o bobină, în ritmul mișcărilor acului ce urmărește sinuozitățile laterale ale fonogramei mecanice (șanțurile înregistrate ale discului). Bobina intersectează liniile de cîmp ale magnetului *M* și debitează o tensiune proporțională cu viteza sa de deplasare. Caracteristica de frecvență este foarte bună și de aceea se utilizează în instalațiile profesionale. Tensiunea de ieșire este mică, necesitînd lanțuri de amplificare corespunzătoare. Greutatea nu mai reprezintă în ziua de azi o proble-

Tabelul 7.1

Tipul microfonului	*Sensibilitatea [mV/μ Bar]*	*Banda de frecvențe [Hz]*	*Proprietăți*	*Aplicații*
cu cărbune	10	50—8 000	Sensibilitate mare. Caracteristica de frecvență este neuniformă. Distorsiuni neliniare. Zgomot de fond mare. Necesită alimentare separată. Robust, ieftin.	Telefonie, emisii de serviciu, radioamatori
dinamic	0,1—0,25	50—15 000	Caracteristica de frecvență bună, directivitatea variază cu frecvența, sensibilitate scăzută. Nu necesită surse de alimentare. Lucrează în limite largi de umiditate și temperatură, nu prezintă zgomot de fond.	Radiodifuziune, înregistrări sonore, radioamatori
cu bandă	0,06—0,12	50—10 000	Sensibilitate redusă; directivitatea crește puțin cu frecvența, nu are zgomot de fond, sensibil la vînt. Necesită adaptare deosebită. Caracteristică de frecvență bună.	Radiodifuziune, înregistrări de sunet, se utilizează în încăperi închise, radioamatori
piezoelectric	0,1—0,25	50—10 000	Nu prezintă zgomot de fond, fragil, sensibil la umiditate și căldură. Directivitatea variază cu frecvența. Nu necesită surse de alimentare. Utilizare redusă din cauza funcționării instabile.	Instalații interioare, magnetofoane, aparate auditive pentru surzi, radioamatori
electrostatic	1,0	40—15 000 (de bandă largă)	Caracteristică de frecvență uniformă, sensibilitate redusă, nu prezintă zgomot de fond, necesită alimentare. Sensibil la umiditate și praf.	Înregistrări de muzică

mă, brațul fiind prevăzut cu o contragreutate cu care se poate regla apăsarea asupra discului (fig. 7.6).

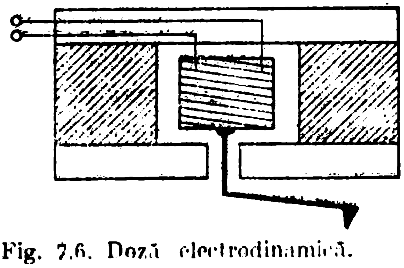


Fig. 7.6. Doză electrodinamică.

Doze feromagnetice (cu reluctanță variabilă). La acest tip de doză, un miez din fier moale este solidar cu acul prin intermediul unui braț de oțel, putînd oscila în jurul unui ax. Acul se găsește montat în întrefierul unui magnet puternic. Prin mișcările acestuia — respectiv al miezului din fier moale — se deformează liniile de cîmp ce se închid prin miez, modificînd în acest fel reluctanța spațiului ac-magnet. În bobinele aferente apare un curent de *AF* ce este proporţional cu deplasarea acului. Întregul echipament mobil este foarte uşor şi sensibil, prezentînd astfel o bună caracteristică de frecvenţă. Se utilizează în instalaţiile de foarte bună calitate (fig. 7.7).

Doze piezoelectrice. Se bazează pe fenomenul piezoelectric. Vibraţiile acului se propagă prin intermediul unei furci la un element piezoelectric care, la apăsările mecanice respective, debitează o tensiune — proporţională cu deplasarea acului. Cîteva dintre materialele care prezintă fenomene piezoelectrice sînt: blenda, turmalina, cuarţul, fosfatul de amoniu, sarea Seignette sau chiar cristalul de zahăr. Curent se utilizează sarea Seignette sau fosfatul de amoniu, care sînt însă sensibile la umiditate, căldură şi şocuri mecanice. În ultimul timp se construiesc elemente piezoelectrice din materiale ceramice, mai rezistente. Astfel, se construiesc lamele piezoelectrice din titanat de plumb şi zirconiu. La dozele de redat discuri piezoelectrice, caracteristica de frecvenţă este mai puţin bună, necesitînd o corecţie a frecvenţelor înalte, dar tensiunea de ieşire este mare, mergînd la peste 1 V (fig. 7.8).

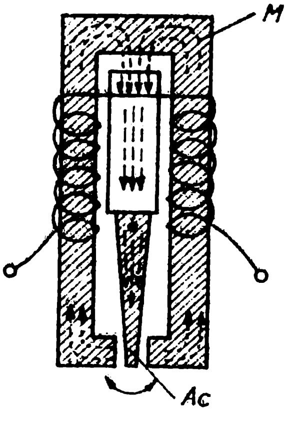


Fig. 7.7. Doză ferodinamică (cu reluctanţă variabilă).

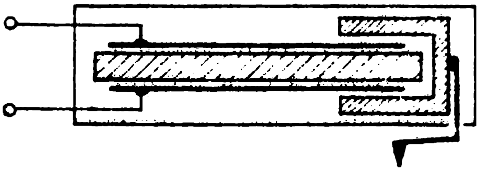


Fig. 7.8. Doză piezoelectrică.

CĂŞTILE

Ca sisteme funcţionale deosebim:

$$\text{Căşti}\begin{cases}\text{monoauriculare}\\ \text{biauriculare}\begin{cases}\text{monofonice}\\ \text{stereofonice}\end{cases}\end{cases}$$

iar ca sisteme constructive deosebim:

$$\text{Căşti}\begin{cases}\text{electromagnetice}\\ \text{electrodinamice}\\ \text{piezoelectrice}\end{cases}$$

Căştile electromagnetice. O cască este formată dintr-o cutie în care se găseşte un magnet puternic (miezul) şi două bobine — din sîrmă foarte subţire: 0,05 mm. La o distanţă stabilită se află o membrană circulară din material paramagnetic. Cînd bobinele sînt străbătute de un curent de AF, membrana va fi atrasă mai mult sau mai puţin, transformînd curentul în sunet. Membrana poate fi fixă, aşa cum am mai spus, la distanţă anumită faţă de magneţi şi cu membrană reglabilă pentru stabilirea audibilităţii maxime. Căştile sînt biauriculare, ambele fiind susţinute de o baretă de oţel elastic pentru a fi menţinute pe cap, la nivelul urechilor. Căştile monoauriculare au apărut ca o miniaturizare, aşa încît casca se introduce într-o singură ureche. Se utilizează în special la ascultarea personală a unor programe de radiodifuziune. Rezistenţa intensă a acestor căşti monoauriculare este mică, în jur de 8 Ω.

Căştile electromagnetice au o impedanţă de 2 000 sau 4 000 Ω şi nu au o caracteristică de frecvenţă bună, ea nefiind uniformă. Este cuprinsă între 100 şi 4 000 Hz şi favorizează frecvenţele de 1 000 şi 3 000 Hz, care reprezintă aproximativ punctele de rezonanţă mecanică a membranei. Ca sensibilitate, căştile sînt dispozitive foarte sensibile.

Căştile electrodinamice, formate dintr-un magnet puternic, în al cărui intrefier se găseşte o bobină ce este prinsă solidar cu o membrană acustică. Caracteristica de frecvenţă este foarte bună (80—12 000 Hz) şi este uniformă. Se utilizează în general în instalaţii de redare a muzicii. Sînt biauriculare, iar pentru muzică se construiesc dispozitive stereofonice.

Rezistenţa internă este mică, de ordinul a 8—20 Ω, necesitînd de cele mai multe ori dispozitive de adaptare.

Căştile piezoelectrice sînt dispozitive formate dintr-un element piezoelectric de care este fixată o membrană acustică. La excitarea armăturilor cu un curent de *AF*, apar în element deformaţii mecanice, care sînt puse în evidenţă cu ajutorul membranei acustice. Caracteristica de frecvenţă nu este prea bună (200—5 000 Hz) şi este neuniformă. Unele tipuri redau mai bine frecvenţele de 1 000 şi 2 000 Hz. Sînt sensibile, avînd eficacitate mare, dar sînt fragile şi influenţate de umiditate şi temperatură. Tipurile care au elementele piezoelectrice din materiale ceramice sînt mai rezistente şi au o caracteristică de frecvenţă mai bună.

DIFUZOARELE

Transductoare care sînt destinate — ca şi căştile — transformării curentului *AF* în sunete.

Din punct de vedere constructiv se împart în mai multe categorii:

1. electromagnetice
2. dinamice
   - electrodinamice
   - permanent dinamice
3. electrostatice
4. piezoelectrice

Din punct de vedere al sistemului acustic pot fi:

Difuzoare
- cu radiaţie directă
- cu cameră de compresie

La difuzoarele cu radiaţie directă, membrana este în contact direct cu aerul. Şi aici apar o serie de detalii constructive ale membranei, cu forme diferite şi curburi diferite în vederea îmbunătăţirii caracteristicii de frecvenţă. Difuzoarele eliptice reprezintă o combinaţie din două difuzoare circuloare: un difuzor mai mic ca dimensiuni, raza cercului membranei sale fiind raza mică a elipsei difuzorului eliptic, redînd mai bine frecvenţele superioare, şi un difuzor mai mare, raza cercului membranei sale fiind raza mare a elipsei difuzorului eliptic, redînd mai bine frecvenţele mai joase.

La difuzoarele cu cameră de compresie, între membrană şi mediul înconjurător este montat un dispozitiv sub formă de pîlnie, unde viteza aerului se reduce, antrenînd în vibrații mase mai mari de aer, mărindu-se astfel eficacitatea.

Difuzorul electromagnetic este construit, în principiu, ca o cască electromagnetică, de membrana paramagnetică fiind prinsă cu ajutorul unei tije o membrană acustică de o anumită mărime. S-au construit o serie întreagă de astfel de difuzoare, numite cu paletă liberă, avînd rezolvări tehnice și tipuri diferite. Rezistența internă este mare, dar banda de frecvențe redate este mică (250—300 Hz), iar eficacitatea mică. În funcționare nu dă efect de volum și astfel s-a renunțat astăzi la acest sistem. Impedanța fiind mare nu necesită adaptări deosebite.

Difuzorul dinamic are ca element principal un magnet, în intrefierul căruia se poate deplasa o bobină prinsă solidar cu o membrană acustică. Funcție de construcție, caracteristica de frecvență este foarte bună (40—15 000 Hz) și în unele cazuri speciale, chiar mai mult. Impedanța este mică, 2—20 Ω, și de aceea necesită un sistem de adaptare. Eficacitatea acestui difuzor este mare și se utilizează în mod curent în toate instalațiile sonore ca transductor de bază, cu puteri de la fracțiuni de watt pînă la zeci de wați. Difuzoarele dinamice sînt prevăzute cu un magnet permanent puternic fiind numite, din acest motiv, „permanent dinamice".

Peste aceste puteri, în loc de magnet permanent se utilizează un electromagnet, cu care se pot obține magnetizări mari, și din acest motiv difuzoarele se numesc electrodinamice. Electromagnetul este alimentat de alimentatori separați și aceste difuzoare se utilizează în special la sonorizări. Înainte vreme nu se puteau construi magneți permanenți așa de puternici și din această cauză, chiar la puteri mai mici — în radioreceptoare, de exemplu, se utilizau difuzoare electrodinamice, alimentate din același redresor, al aparatului, bobina electromagnetului (de excitație a difuzorului) jucînd rolul de bobină de șoc pentru filtraj.

Difuzorul piezoelectric este format, ca și microfoanele și căștile de acest tip, dintr-un sistem piezoelectric cu membrană acustică. Favorizează frecvențele înalte, dar puterea este limitată la posibilitățile de deformare mecanică a elementului piezoelectric. Se utilizează în special în sistemele acustice pentru ridicarea frecvențelor superioare.

Difuzorul electrostatic este format din două armături: una constă dintr-o membrană cu o grosime de ordinul a 20—30 microni, pe o parte metalizată cu aur și care reprezintă un electrod. A doua armătură este formată dintr-o plasă foarte fină, cu diametrul ochiurilor de ordinul a jumătate de milimetru. Cele 2 membrane sînt presate de un dispozitiv cu arc și încasetate într-o cutie perforată. Între cele două armături este necesar să existe o tensiune de 200—400 V pentru a se crea un cîmp electric. Acest tip de difuzor redă bine frecvențele înalte (pînă la 20 000 Hz), nu prezintă zgomot de fond, prezintă distorsiuni mici, dar necesită alimentare cu tensiune continuă și sistem de adaptare. Se utilizează mai mult în sisteme acustice pentru uniformizarea caracteristicii de frecvență a întregului sistem.

CONECTAREA ÎN MONTAJE A TRANSDUCTOARELOR ACUSTICE

Microfoane

1. Microfonul cu cărbune: necesită un dispozitiv de alimentare de cîțiva volți (redresor, alimentator sau o baterie) și un transformator cu raport de transformare 1/20 (fig. 7.9).

2. Microfonul capacitiv: necesită alimentare de cîteva sute de volți sau chiar mai mult (300—1 000 V) și debitează pe o rezistență de sarcină R_S de ordinul a 5—20 MΩ (fig. 7.10).

3. Microfonul cu bandă: necesită adaptare cu ajutorul unui transformator cu raport mare de transformare, nivelul său fiind mic. Transformatorul are în primar 1—2 spire, iar în secundar 10—15 000 spire (fig. 7.11).

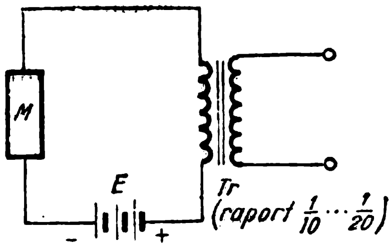


Fig. 7.9. Conectarea microfonului cu cărbune.

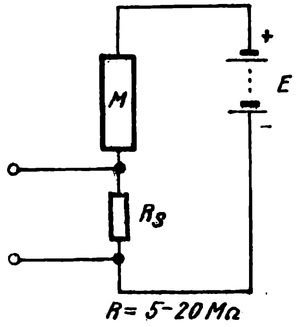


Fig. 7.10. Conectarea microfonului capacitiv.

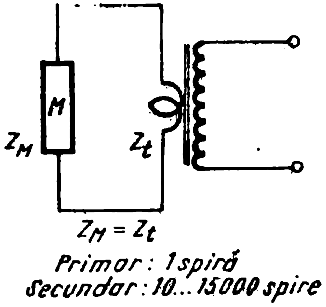


Fig. 7.11. Conectarea microfonului cu bandă.

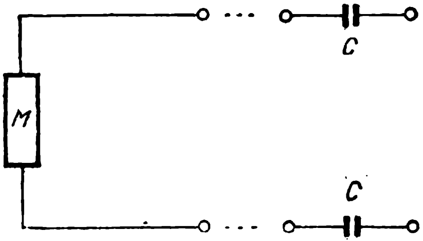


Fig. 7.12. Conectarea microfonului cu cristal.

4. Microfonul cu cristal se conectează direct în montaje (fig. 7.12) sau prin intermediul unor montaje separatoare.

5. Microfonul dinamic se conectează cu ajutorul unui transformator de adaptare, care va avea impedanța primarului egală cu cea a microfonului (fig. 7.13).

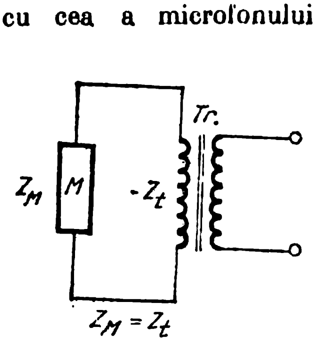


Fig. 7.13. Conectarea microfonului dinamic.

Difuzoare

1. *Difuzorul electromagnetic*, avînd impedanță mare, se conectează în montaje direct (fig. 7.14).

2. *Difuzorul dinamic:*

— permanent dinamic. Se conectează cu ajutorul unui transformator de adaptare, avînd impedanța secundarului egală cu cea a difuzorului (2—10 Ω) (fig. 7.15), iar impedanța primarului egală cu rezistența internă a elementului activ din etajul final.

— electrodinamic. Se conectează cu ajutorul unui transformator de adaptare, ca și cel permanent dinamic. Bobina de excitație este alimentată de un redresor separat sau intră în circuitul celulei de filtraj al redresorului existent.

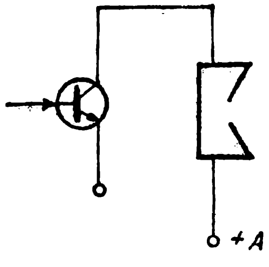


Fig. 7.14. Conectarea difuzorului electromagnetic.

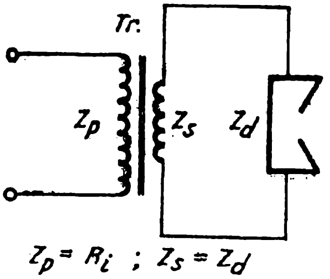


Fig. 7.15. Conectarea difuzorului dinamic.

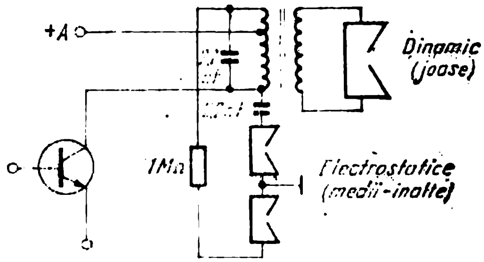


Fig. 7.16. Conectarea difuzoarelor electrostatice.

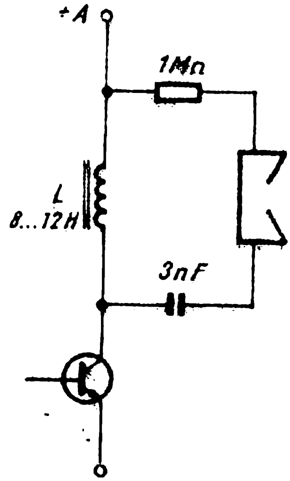


Fig. 7.17. Conectarea difuzorului piezoelectric.

3. *Difuzorul electrostatic.* Conectarea se face după o schemă, direct în circuitul de sarcină al etajului final; impedanța difuzorului are un pronunțat caracter capacitiv (fig. 7.16).

4. *Difuzorul piezoelectric.* Conectarea se face cu ajutorul unei bobine de șoc, impedanța difuzorului fiind mare și cu un pronunțat caracter capacitiv (fig. 7.17).

Dozele de redat discuri se conectează, funcție de tipul lor, fie cu ajutorul unor transformatoare de adaptare, fie direct în circuit cu elemente de separare.

Căştile electromagnetice. Ne reamintim: impedanţă mare 2 000—4 000 Ω, firul de bobinaj al electromagneţilor foarte subţire: 0,05 mm diametru — deci suportă un curent foarte mic — şi toate acestea ne conduc la ideea că putem conecta căştile cu ajutorul unui capacitor separator în circuitul de ieşire al unui tub sau tranzistor (anod, colector sau emitor, după caz). Dacă circuitul cuprinde şi o componentă continuă, şi nu utilizăm capacitor separator, trebuie să fim atenţi: firul notat cu roşu al căştilor îl vom conecta la borna cu polaritate pozitivă, altfel riscăm să demagnetizăm căştile. În acelaşi mod vom lega şi căştile piezoelectrice, cu menţiunea că vom utiliza în orice caz un capacitor separator pentru a nu afecta eventual căştile cu tensiune continuă. În ce priveşte căştile electrodinamice, vom utiliza un transformator de adaptare, dată fiind impedanţa mică a acestora.

După cum am văzut pînă acum, transductoarele electroacustice nu au performanţe spectaculoase. Pe măsura creşterii exigenţei ascultătorului, a început „să nu mai ajungă" banda de frecvenţe, puterea, factorul de distorsiuni...

Pentru a îndrepta cît de cît aceste deficienţe ale transductoarelor, au fost concepute o serie de artificii menite să satisfacă ascultătorul exigent. Dacă la microfoane şi doze de redat discuri s-a ajuns la unele rezultate satisfăcătoare, în ce priveşte difuzoarele, problemele rămîn deschise. Se fac tot felul de studii, apar tot felul de realizări.

Membrana — element ce radiază energia acustică, este unul dintre cele mai importante elemente, determinînd în final calitatea difuzorului, şi este funcţie de compoziţia pastei din care se realizează: celuloză cu textură fibroasă, metale uşoare, aluminiu, magneziu, materiale plastice, metale uşoare şi celuloză, toate combinate în diferite moduri. Performanţele mai depind de profilul membranei: conică, exponenţială, cu diverse deschideri, de formă circulară, eliptică sau dreptunghiulară cu colţuri rotunjite, de suprafaţă, respectiv dimensiunile lor, de cîmpul magnetic ce se poate obţine (şi cu ce fel de magneţi care să asigure un flux de scăpări minim). Contează de asemenea, realizarea rilelor (dispozitiv de suspensia membranelor) sub formă de ondulaţii circulare, cu rol de suspensie, dar şi de evitare a apariţiei unor unde staţionare în membrană, ce se confecţionează fie din pasta din care este fabricată membrana, fie din piele, cauciuc, mase plastice etc.... De aceea, am afirmat că problemele rămîn deschise.

În ce priveşte pe electronistul amator, problema îmbunătăţirii redării o va putea rezolva utilizînd un număr de două difuzoare. Unul cu diametru mai mare pentru redarea frecvenţelor joase şi medii, al doilea pentru redarea frecvenţelor înalte, avînd diametrul mai mic. Domeniul de funcţionare ca frecvenţă se va lua din cataloagele sau prospectele cu caracteristici ale difuzoarelor.

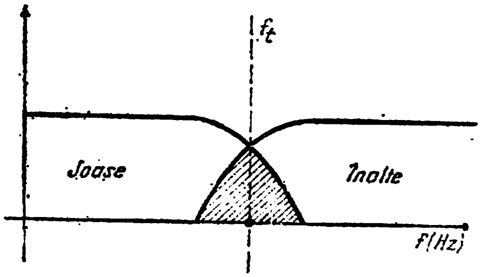


Fig. 7.18. Caracteristica de frecvență a unei rețele separatoare formată din două difuzoare.

Circuitul de *AF* fiind debitat de un singur amplificator, se pune problema alimentării fiecărui difuzor cu partea din spectru destinată lui. Acest lucru se poate face cu ajutorul unor filtre. În consecință, în cazul a 2 difuzoare vom avea următoarea schemă de filtre: un filtru „trece jos“, pentru redarea frecvențelor joase și un filtru „trece sus“ pentru redarea frecvențelor înalte. În figura 7.18 se vede caracteristica unei „rețele separatoare“ formată din două filtre. Suprafața care este comună celor două domenii, despărțită de frecvența de tăiere (f_t) este nedorită, producînd deformări ale audiției. Mărind panta de cădere la frecvența de tăiere (partea de început și de sfîrșit al domeniului de lucru respectiv) și alegînd domeniile în mod judicios se poate remedia în parte acest neajuns. Dar să vedem cîteva scheme practice:

1. Rețea separatoare cu un capacitor (fig. 7.19). Această rezolvare nu este avantajoasă, nerealizînd o separare prea bună a curentului de frecvență joasă față de cel de frecvență înaltă și nu asigură nici o adaptare prea bună.

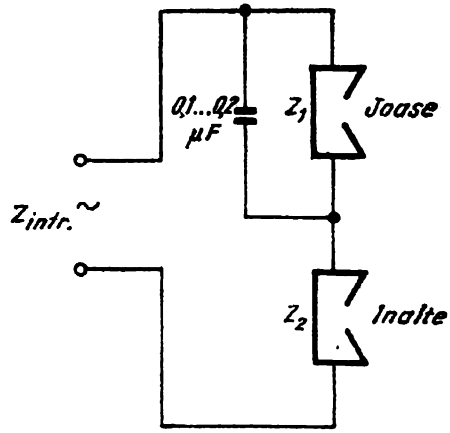


Fig. 7.19. Filtru separator cu un singur capacitor. (Z_{intr} = const. = $Z_1 + Z_2$).

2. Pentru a îmbunătăți oarecum dificultățile mai sus amintite, se realizează rețele cu capacitor și inductanță (fig. 7.20). Inductanța se conectează în paralel cu bobina mobilă a difuzorului pentru frecvențe înalte. Acest filtru îmbunătățește cu ceva funcționarea celor două difuzoare prin micșorarea spațiului dintre cele două domenii.

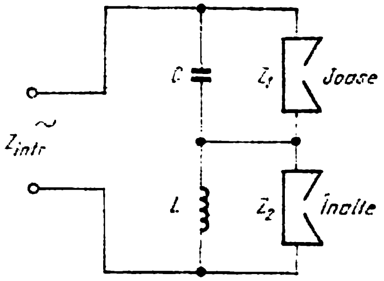


Fig. 7.20. Filtru separator cu capacitor și inductanță.

$$L = \frac{Z[\Omega]}{\omega_t}[H]; \quad C = \frac{1}{\omega_t \cdot Z[\Omega]}[F];$$

$$\omega_t = 2\pi f_t, \ f_t = [H].$$

3. **Filtre combinate.** Dacă fiecărui difuzor i se atașează capacitoare și inductanțe adecvate, atunci spațiul comun dintre cele două domenii de funcționare devine și mai mic. Acest mod de realizare a filtrelor se vede în figura 7.21. (cu elementele montate în serie) și în figura 7.22 (elementele montate în paralel).

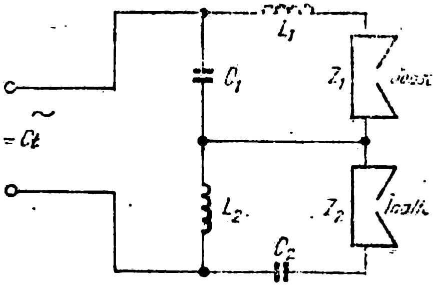


Fig. 7.21. Filtru combinat serie.

$$L = \frac{Z}{\sqrt{\omega_t \cdot Z}}[H]; \quad Z = Z_1 + Z_2;$$

$$C = \frac{\sqrt{2}}{\omega_t \cdot Z}[F]; \text{ considerind:}$$

$$L_1 = L_2 = L \text{ și } C_1 = C_2 = C.$$

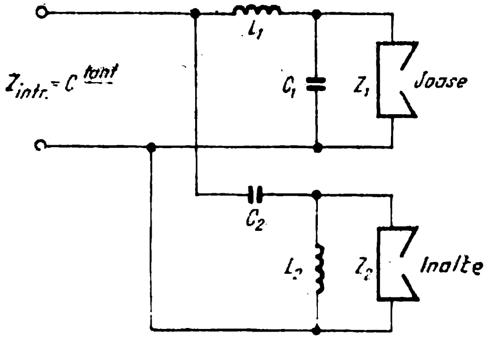


Fig. 7.22. Filtru combinat paralel.

$$L = \frac{\sqrt{2} \cdot Z}{\omega_t}[H]; \quad C = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \omega_t \cdot Z}[F];$$

considerind:

$$L_1 = L_2 = L, \quad C_1 = C_2 = C, \quad Z_1 = Z_2.$$

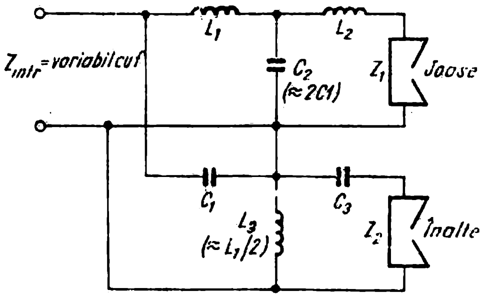


Fig. 7.23. Filtru combinat în T. $Z_1 = Z_2$;

$$L_1 = \frac{1{,}6\,Z}{\omega_t}[H]; \quad L_2 = \frac{Z}{\omega_t}[H];$$

$$L_3 = \frac{0{,}625\,Z}{\omega_t}[H]; \quad C_1 = \frac{1}{\omega_t \cdot Z}[F];$$

$$C_2 = \frac{1{,}6}{\omega_t \cdot Z}[F]; \quad C_3 = \frac{0{,}625}{\omega_t \cdot Z}[F].$$

4. O îmbunătățire și mai mare se poate realiza utilizînd un filtru „T“, așa cum se vede în figura 7.23.

Constructiv, în schemele arătate, impendanțele celor două difuzoare vor fi egale, ca și puterile lor nominale. În ce privește inductanțele L, se vor calcula și construi după relația:

$$L = 0{,}315 \cdot \frac{R^2 \cdot n^2}{6R + 9a + 10b}.$$

unde: R — raza medie a bobinei [cm]; a — lungimea bobinei [cm]; b — grosimea bobinei [cm].

Determinările lui n prin calcul se fac prin încercări, cunoscînd diametrul sîrmei și aproximativ valorile lui a, b și R. După cîteva încercări se ajunge la un rezultat cu care se poate trece la realizarea practică. În figura 7.24 se văd aceste dimensiuni.

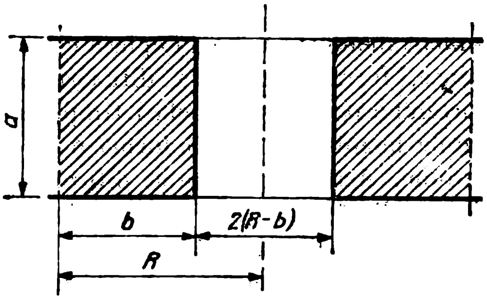


Fig. 7.24. Parametri pentru construcţia inductanţelor (*L*).

Inductanţele se vor bobina pe suporţi din lemn sau carton, la dimensiunile rezultate din calcul şi nu au miez.

Aplicaţii

Traductoarele acustice se conectează la amplificatoarele electronice prin dispozitive de adaptare. Traductoarele ce se montează la intrarea amplificatoarelor (microfon, doze de redat discuri, capete de magnetofon etc.) se vor conecta prin cabluri blindate, fiind adaptate corespunzător. Traductoarele ce se montează la ieşirea amplificatoarelor sînt, în general, difuzoare. Acestea trebuie să fie adaptate amplificatorului respectiv din punct de vedere al impedanţei şi al puterii. În caz că adaptarea nu este făcută, apar redări distorsionate, un nivel scăzut al audiţiei sau un nivel prea mare, însoţit de zgomote parazite produse de difuzorul suprasolicitat.

Adaptarea trebuie făcută şi în cazul mai multor difuzoare, montate cu reţele de separare. De pildă, la legarea prezentată în figura 7.20, dacă impedanţele difuzoarelor sînt egale ($Z_1 = Z_2$) impedanţa sistemului este egală cu impedanţa unui difuzor. La legarea din figura 7.21 avînd, de asemenea, condiţia $Z_1 = Z_2$, Z_{intrare} = impedanţa unui difuzor.

În modurile de conectare amintite, impedanţa de intrare rămîne constantă şi egală cu impedanţa unui difuzor. În celelalte cazuri arătate, deşi separarea frecvenţelor se face mai bine, impedanţa de intrare în sistem variază cu frecvenţa şi se poate aproxima în funcţie de impedanţa difuzoarelor. În caz că difuzoarele au impedanţe diferite, adaptarea se va face din transformatorul de ieşire.

În cazul conectării mai multor difuzoare la un amplificator, acestea se vor conecta astfel încît să fie sinfazice. Cu alte cuvinte, la un semnal livrat de amplificator toate membranele difuzoarelor trebuie să se deplaseze în acelaşi sens: sau înspre afară, sau înspre înăuntru. În caz contrar, semnalele sonore vor fi egale şi de faze opuse, însumarea lor în spaţiu putînd să producă o scădere a nivelului general şi să apară produse de interferenţă supărătoare. Sinfazarea se face în felul următor: Se conectează un terminal al difuzorului la borna (—) a unei baterii de 1,5 V. Cu cealaltă bornă (+) a bateriei se atinge pentru un moment celălalt contact al difuzorului, în care timp se apasă foarte uşor cu degetele membrana. Astfel se poate simţi deplasarea membranei la contactul cu bateria. Să presupunem că membrana se deplasează înspre afară. În acest caz, contactul difuzorului pe care a fost aplicată borna (+) a bateriei se va însemna cu o picătură de vopsea roşie.

Dacă la cel de al doilea difuzor, la conectarea bateriei deplasarea este inversă, adică înspre înăuntru, inversăm conectarea bateriei şi, de asemenea, însemnăm cu o picătură de vopsea roşie contactul (+). După ce am notat contactele tuturor difuzoarelor cu semnul distinctiv, la montarea acestora se vor lega toate terminalele cu semnul distinctiv la acelaşi plot de alimentare cu tensiune *AF*.

Cunoaşterea impedanţei *Z* a unui difuzor este absolut necesară. În cazul în care ea nu este marcată pe difuzor, se va proceda în felul următor: Se măsoară rezistenţa bobinei mobile a difuzorului (*R*) în c.c., cu ajutorul unui ohmmetru de precizie. Atunci impedanţa difuzorului va fi (la 1 000 Hz):

$$Z_{(1\,000\ \mathrm{Hz})} = 1{,}15 \cdot R[\Omega].$$

La alegerea difuzoarelor vom ţine seama de frecvenţa lor de rezonanţă. Această frecvenţă se poate măsura cu ajutorul unui generator AF sau se poate estima — destul de imprecis, de altfel, — funcţie de diametrul difuzorului (tabelul 7.II).

Tabelul 7.II

Diametrul difuzorului [*cm*]	*Frecvenţa de rezonanţă* [*Hz*]
20	45—150
25	40—100
30	30—80
38	25—55
45	20—40

Oricîte difuzoare vom avea, oricît de corect se va construi întregul aparataj, sistemul acustic format din difuzoare aşezate liber „va suna prost". În timpul funcţionării, într-un anumit moment membrana se va deplasa către înainte, formînd în faţa difuzorului o presiune de aer. În acelaşi timp, în spatele membranei se va forma o depresiune. Astfel, membrana difuzorului va radia frecvenţe avînd faze decalate cu 180°. Rezultatul este acea redare neplăcută, metalică. Acest defazaj este cu atît mai evident cu cît sunetele redate sînt mai apropiate şi cu cît frecvenţa este mai mică (sunete mai joase). Soluţia este aceea a modificării drumului undelor acustice produse de partea din spate a membranei cu ajutorul unor dispozitive de montaj: *panoul acustic*, precum şi — derivat din acesta — *incinta acustică deschisă*, *incinta antirezonantă*, *labirintul acustic* sau *incinta acustică închisă*, aceasta din urmă lucrînd numai pe partea din faţă a membranei.

Panourile acustice plane sînt suprafeţe plane, avînd drept scop lungirea drumului undelor acustice emise de spatele membranei. În cadrul acestor dispozitive se introduce noţiunea de frecvenţă de tăiere (f_t), frecvenţă care este o corespunzătoare unei lungimi de undă egală cu dublul celei mai mici dimensiuni a panoului acustic (respectiv lungimea drumului undelor sonore din spatele membranei). În cazul panoului plan, această frecvenţă este:

$$f_t \approx \frac{100}{d},$$

unde f_t — frecvenţa de tăiere [Hz], iar *d* — drumul undelor acustice [m].

Exemplu. Presupunem că dorim să construim un panou care să poată reda, în condiţii optime, frecvenţe peste

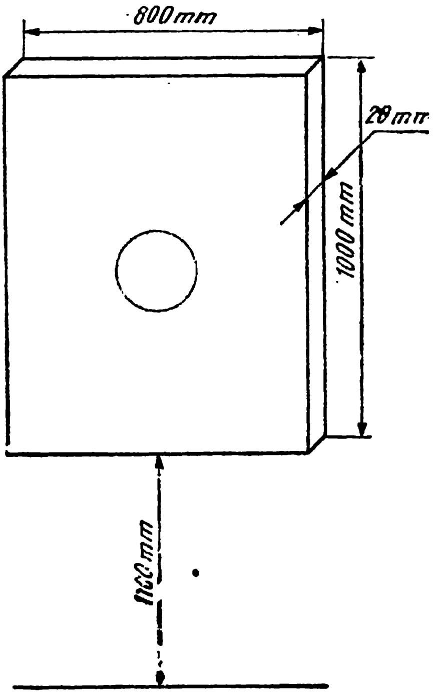


Fig. 7.25. Panou acustic.

150 Hz. Înlocuind în relația de mai sus, rezultă:

$$150 = \frac{100}{d} \text{ sau } d = \frac{100}{150} = 0.66 \text{ m},$$

deci latura panoului va trebui să aibă 0,66 m.

Panoul acustic plan prezentat în figura 7.25 poate fi construit din placă de lemn (eventual panel sau pal), furniruit și lustruit. El este echipat cu un difuzor de 10 VA/15 Ω, cu diametrul de 245 mm, iar diametrul orificiului din panou are 210 mm. Difuzorul are frecvența de rezonanță la 65 Hz, iar limita superioară este 16 000 Hz. Distanța de la sol este de 1 100 mm.

Panourile plane sînt oarecum incomode datorită dimensiunilor lor. În schimb nu au adîncime și sînt extrem de ușor de construit. Caracteristica de frecvență este suficient de bună pentru a satisface exigențele. Pînă nu mult timp în urmă erau singurele dispozitive utilizate în instalații de sonorizare.

Incinta acustică deschisă provine din panoul acustic plan, căruia i s-au îndoit marginile, formînd o cavitate. Aceste „cutii“ sînt, de fapt, rezonatoare acustice, avînd o frecvență proprie de rezonanță. Calculele arată că această frecvență, f_0, este:

$$f_0 = 5\,460 \frac{S}{V},$$

unde S — suprafața deschiderii din spate [cm^2], iar V — volumul incintei [cm^3].

Incinta acustică deschisă se poate considera ca atare chiar dacă este închisă la spate cu un carton găurit, avînd suprafața găurilor de circa 30% din întreaga suprafață a deschiderii din spate. Un exemplu de incintă acustică deschisă este prezentat în figura 7.26. Cu cotele date în figură, volumul incintei este de 370 dm^3. În partea din spate incinta se închide cu un carton perforat, de 3 mm grosime. Orificiile au diametrul de 5 mm, iar distanța dintre ele este de 10 mm. Părțile consti-

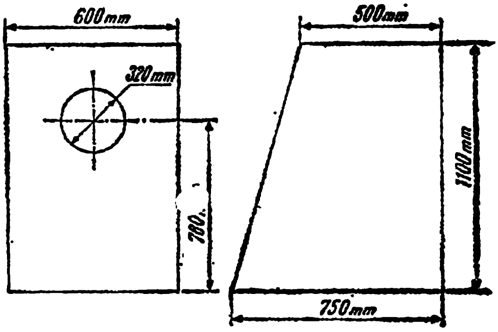


Fig. 7.26. Incintă acustică deschisă.

tuente se fixează prin încleiere cu clei de oase și șuruburi. Se poate confecționa din scîndură de lemn de brad groasă de 20 mm, eventual din panel sau pal. Pe pereții interiori se lipesc (cu clei sau aracet) plăci fonoabsorbante din pîslă cu grosimea de circa 30 mm. Eventual, pereții interiori se pot capitona cu vată îmbrăcată în pînză. Difuzorul cu care este echipată incinta are diametrul de 320 mm și se prinde de panoul frontal cu șuruburi.

Incintele acustice închise sînt paralelipipede închise, difuzorul lucrînd numai pe partea din față a membranei. Deși se numesc închise, ele prezintă totuși o mică deschidere pe partea din spate, necesară echilibrării presiunii de aer și în acest fel bobina mobilă a difuzorului este menținută în poziția de repaus normală. Și această incintă este, de fapt, un rezonator, avînd o frecvență de rezonanță proprie. În funcționare, elasticitatea aerului din interior face ca să se modifice frecvența de rezonanță a ansamblului, în sensul că se mărește. Deci, o incintă închisă nu îmbunătățește caracteristica de frecvență pentru joase, ci o înrăutățește. Se fac o serie de artificii — pentru remediere — ca: mărirea volumului incintei, utilizarea unui difuzor cu o frecvență limită inferioară joasă, capitonarea incintei cu materiale fonoizolante etc. Datele constructive ale unei incinte acustice închise se dau în figura 7.27, care reprezintă incinta tip IA35/10-1 produs de Uzina Electronica din București. Volumul interior este de 35 dm³. Difuzorul utilizat este tipul P-21483 Electronica, 10 VA, $Z = 7,5\ \Omega$, $f_{rez} = 85$ Hz. Incinta este construită din plăci pal sau panel de brad cu grosimea de 20 mm. Pereții se capitonează cu pîslă sau saltele de pînză umplute cu vată groase de 20 mm.

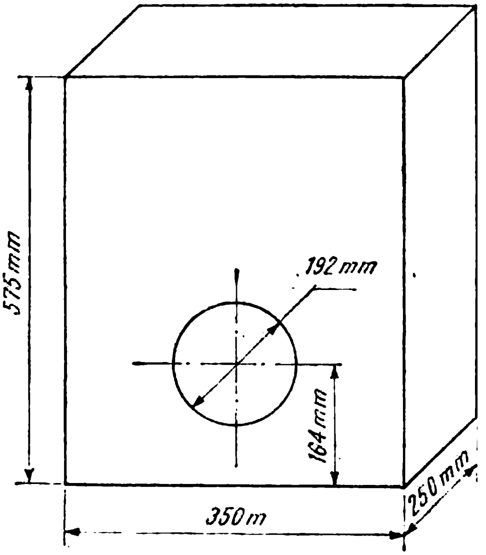


Fig. 7.27. Incintă acustică închisă.

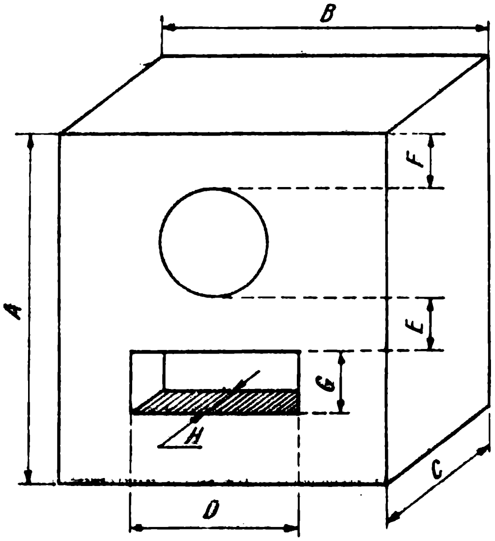


Fig. 7.28. Incintă acustică antirezonantă (bas-reflex).

Incinta acustică antirezonantă (bas-reflex) este prezentată în figura 7.28.

La această incintă se utilizează undele sonore provenite de pe ambele fețe ale membranei, efectul fiind resimțit în special la frecvențele joase. Deschiderea de sub difuzor are o mărime bine determinată, funcție de frecvență și la calculul dimensiunilor ei apar soluții de compromis. Principalele avantaje ale acestor incinte sînt:

— mărirea nivelului de presiune pentru frecvențele cuprinse între frecvența de rezonanță a difuzorului și frecvența de rezonanță a sistemului;

— o caracteristică liniară a impedanței, funcție de frecvență;

— factor de distorsiuni redus.

În figură sînt prezentate elementele principale ale construcției, iar în tabelul 7.III se dau dimensiunile, funcție de diametrul difuzorului.

Tabelul 7.III

Diametrul difuzorului [*mm*]	*Frecvența de rezonanță* [*Hz*]	*Dimensiunile incintei*							
		A	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*	*H*
160	70	534	356	254	146	101	101	89	101
210	65	558	406	279	178	76	101	101	101
230	45	762	571	381	209	152	152	136	127
300	39	990	685	457	279	152	177	268	152

Ca material pentru construcție se poate utiliza scîndura de brad sau panel, cu grosimea de 20 mm și se asamblează prin încleiere și prindere cu șuruburi. Deschiderea se decupează, iar pereții interiori ai incintei se capitonează prin încleiere, cu pîslă groasă de 20 mm. Deschiderea poate avea un capac glisant cu care se poate micșora fanta. Volumul incintei are circa 300 dm^3.

Capitolul 8

PRACTICA MONTAJULUI

fiz. MIRCEA SCHMOL

Realizarea practică a unui montaj electronic presupune fixarea tuturor componentelor pe un şasiu. Funcţie de schema aleasă şi piesele folosite, se va alege tipul de şasiu cel mai potrivit.

Pentru acei amatori care eventual încearcă montajele cu cablaj convenţional se recomandă a construi şasiul în felul următor:

Piesele mari le aşezăm pe o hîrtie aşa cum dorim să le aranjăm pe şasiu. După ce am stabilit locul fiecărei piese, vom nota această poziţie, iar apoi copiem desenul pe foaia de tablă ce va deveni şasiu. Vom avea grijă să aranjăm piesele aşa încît să fie cuprinse toate pe partea de deasupra, cît şi dedesubtul său. Vom trece apoi la prelucrarea bucăţii de tablă — de aluminiu sau fier — aleasă, practicînd decupările pentru soclurile tuburilor electronice, transformatorul de reţea, capacitorul variabil şi alte piese. Găurile necesare se vor face cu o maşină de găurit, iar decupările le vom executa tot cu maşina de găurit, practicînd găuri de-a lungul perimetrului sau circumferinţei respective cu un spiral de 3—4 mm. Interspaţiile dintre găuri le vom tăia cu o mică daltă, iar apoi vom îndrepta marginile pînă la desenul pe care l-am făcut cu ajutorul unei pile plate sau semirotunde, după caz. Tabla utilizată va avea grosimea de 1—1,5 mm dacă este de fier şi de 1,5—2 mm dacă este de aluminiu.

Tabla de aluminiu o vom putea tăia şi cu o pînză de traforaj pentru metal sau chiar cu o pînză obişnuită, dar tabla de fier numai cu pînză de traforaj pentru metal.

Acolo unde este cazul, mai ales dacă tabla este mai groasă, unele găuri le putem da cu un burghiu de filetat de 3 sau 4 mm. Dacă nu vom putea fileta tabla, putem lipi pe şasiu, cu cositor, o piuliţă în dreptul găurii respective, chiar dacă şasiul este din aluminiu, aşa cum vom vedea mai departe. Cînd totul este terminat, vom putea îndoi partea anterioară şi posterioară, dînd astfel înălţime şasiului, înălţime ce depinde şi de piesele utilizate ce se vor monta sub şasiu (fig. 8.1).

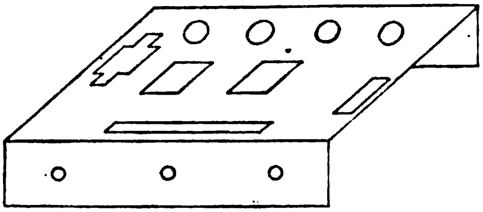


Fig. 8.1. Şasiu pentru montaje cu cablaj convenţional.

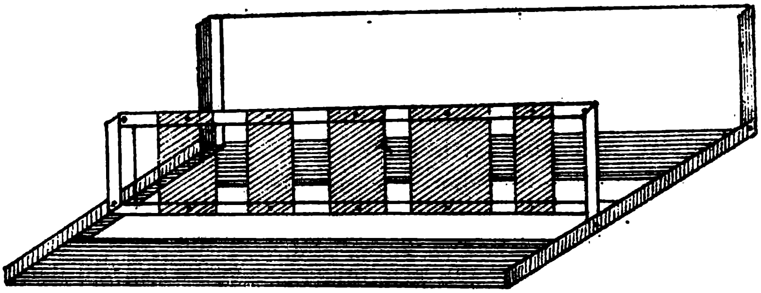


Fig. 8.2. Şasiu pe fier cornier.

Între piesele mari vom stabili locul regletelor ce vor susţine componentele. În ce priveşte montarea pieselor, acestea se vor aranja pe etaje, stabilindu-se o înlănţuire logică, determinînd astfel conexiuni cît mai scurte. Pe părţile verticale vom da găuri unde vom monta potenţiometrele, comutatoarele, bornele, mufele etc.

În caz că dorim să facem un montaj cu tuburi electronice, dar cablajul să fie imprimat pe o placă, aceasta o putem monta pe o ramă de fier cornier cu latura de 5—10 mm şi grosime de 1—1,5 mm, pe care o vom confecţiona din tablă şi o vom îndoi în unghi drept, cu ajutorul menghinei. La colţuri, vom putea lipi cu cositor, vom putea nitui sau putem monta o capsă. Placa cu circuit imprimat, montată în rama astfel făcută se va putea monta pe un şasiu, tot din cornier, executat de noi aşa cum se vede în figura 8.3. Cu oarecare fantezie putem executa şasiul şi sub altă formă. Placa cu circuite imprimate, care susţine şi tuburile se va putea monta în poziţie orizontală sau verticală după caz.

Dacă dorim, vom putea executa mai multe plăcuţe — pe etaje —, aşa încît vom împărţi schema în subansamble. În acest caz este preferabil să nu montăm piesele grele pe plăcuţe (transformatoare etc.). Acest mod de lucru îl putem utiliza şi în cazul montajelor cu tranzistoare sau circuite integrate.

Tot în cazul montajelor clasice, un alt mod de a executa şasiul constă în montarea pieselor pe o placă de material izolant (placaj, pertinax etc.). Placa se va fixa pe suporţi glisanţi ce vor fi prinşi chiar de cutia aparatului (figura 8.2).

Este bine însă să ne amintim cîteva lucruri esenţiale ce ne vor ajuta atît la confecţionarea şasiului, cît şi mai

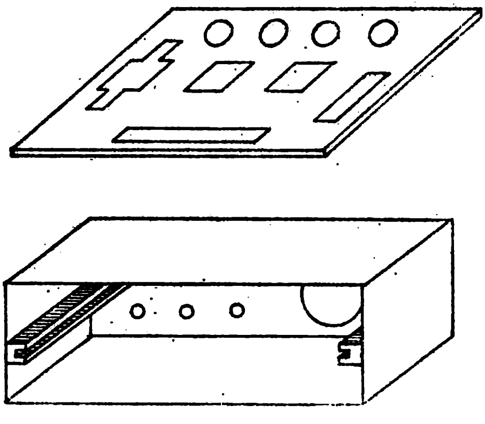


Fig. 8.3. Şasiu şi cutie pentru montaje pe circuit imprimat.

departe, la cablaj. Aceste cîteva recomandări sînt următoarele:

Partea de alimentare a unui aparat electronic, indiferent despre ce fel de aparat ar fi vorba, este bine să fie izolată din punct de vedere al cîmpului parazitar electric şi magnetic, de restul aparatului. Eventual se va putea monta acest etaj pe un şasiu separat şi ecranat. Ecranarea o putem face ca protecţie împotriva cîmpului electric şi atunci putem utiliza ecrane confecţionate din tablă de cupru, alamă, aluminiu etc., sau ca protecţie împotriva cîmpului magnetic, şi atunci vom utiliza ecrane numai din tablă de fier.

În acest din urmă caz ecranarea este făcută împotriva ambelor cîmpuri parazitare.

În caz că redresorul va fi montat totuşi pe acelaşi şasiu, vom avea grijă ca transformatoarele montate să fie cu axele perpendiculare.

Lîngă piesele ce se încălzesc puternic (tuburi electronice, radiatoare ale unor tranzistoare de putere) nu vom monta capacitoare electrolitice sau alte piese ce se degradează la temperatură mai înaltă. De asemeni, nu vom monta în acel loc componente ale unor oscilatoare, de exemplu a căror frecvenţă va fugi proporţional cu încălzirea pieselor.

La montarea unor etaje de *A.F.* vom avea mare grijă să nu se producă o reacţie pozitivă între elemente. În general această reacţie se produce între conductoare de intrare şi conductoare de ieşire.

Grilele tuburilor sau bazele tranzistoarelor ar fi bine să fie conectate prin cable ecranate. Totuşi, nu este indicat să se facă risipă de ecranare.

Decuplările unor elemente ale intrării trebuie să fie legate la masă în puncte diferite faţă de cele de la ieşire.

În cazul utilizării unor puncte de masă (mai ales în cazul utilizării şasiurilor din material izolant), acestea vor fi legate împreună, formînd un fir central de masă. În cazul utilizării unor şasiuri metalice, firul central de masă (dacă există) va fi legat cel puţin în două locuri pentru fiecare etaj.

Etajele de radiofrecvenţă vor putea fi ecranate faţă de cîmpul electric. Conexiunile vor fi bine izolate şi cît mai scurte. Cu cît frecvenţa de lucru este mai mare, cu atît contează mai mult lungimea firelor de conexiune.

Această lungime este limitată în cazul cînd se lucrează pe plăcuţe cu circuite imprimate. Dar cum se confecţionează o asemenea plăcuţă?

Să presupunem că avem o placă, placată cu folie de cupru — special fabricată pentru acest scop. Ea poate fi placată pe o parte sau pe ambele părţi. Mai întîi vom face un desen, pe o hîrtie de calc, desen ce va cuprinde locul de stabilire al pieselor mari şi legăturilor între ele. Conexiunile acestea nu se vor putea intersecta, deci desenul se va sofistica de aşa natură încît ele să se ocolească una pe cealaltă. Acolo unde vom avea de plasat componente se va întrerupe desenul prin circuleţe de care se vor fixa mai tîrziu terminalele componentelor. Poziţia şi dimensiunile soclurilor tuburilor electronice cu contactele lor, poziţia şi distanţele dintre terminalele unor potențiometre sau circuite integrate, tranzistoare etc. ce se vor planta pe plăcuță vor trebui desenate foarte exact, cu rigla și compasul, iar mărimile respective le vom măsura cu șublerul după piesele originale. Unele piese vor trebui montate sau în locașuri special amenajate pe plăcuță, sau pe plăcuțe adăogate suplimentar. Pentru aceasta se pot practica unele decupări în plăcuță cu ajutorul pînzei de traforaj sau se vor monta cu distanțiere, mici plăcuțe ce vor purta unele componente. Încă de acum, de la proiectare vom ține seama de funcționalitatea unor componente. Astfel, există în montaje rezistoare de putere ce se încălzesc în timpul funcționării. Acestea vor trebui plantate cu un spațiu suficient pentru răcire. Unele ecrane dintre etaje se vor putea monta perpendicular pe plăcuță — fiind de fapt bucăți de tablă la dimensiuni stabilite — și lipite cu cositor de folie în punctele de masă. Unele radiatoare de gabarit mai mare se pot monta susținute cu distanțiere izolante termic (porțelan, mică etc.) sau direct cu șuruburi pe placă. În unele cazuri putem utiliza plăcuțe izolatoare din sticlă ce le vom putea prinde cu șuruburi de placă. Dar pentru aceasta va trebui s-o găurim și s-o tăiem. Tăierea o putem face cu un cuțit cu diamant, cu un cuțit cu role vidia sau chiar cu un vîrf ascuțit de vidia de la un cuțit de strung prevăzut cu pastilă tăietoare vidia. După ce se zgîrie sticla pe direcția dorită, se bate ușor în partea opusă tăieturii și de-a lungul ei, apoi se așază la marginea blatului mesei de lucru și se apasă pe partea dinafară. Sticla va plesni exact după direcția zgîriată. Găurirea o vom face cu un burghiu spiral cu vidia. În caz că nu avem așa ceva, luăm un burghiu spiral obișnuit — de dimensiunea dorită — pe care-l înroșim în flacăra becului de gaz sau la flacăra aragazului pînă la alb. Îl călim apoi, scufundîndu-l într-un vas cu mercur (atenție la vaporii otrăvitori ce se degajă). Spiralul călit astfel se ascute pe o piatră abrazivă fină și dură. În sfîrșit, se face o soluție saturată de camfor in ulei de terebentină și se unge vîrful spiralului cu această soluție. Locul de găurit se ține tot timpul umed cu această soluție. În acest fel sticla se va găuri aproape tot așa de ușor ca lemnul.

Marginea sticlei o putem șlefui cu hîrtie abrazivă, ori se poate pili cu o pilă suficient de fină, unsă cu soluția de mai sus.

Revenind la plăcuțe, cel mai indicat este — mai ales în cazul montajelor cu tranzistoare și circuite integrate — să se lucreze cu module funcționale, împărțind schema pe porțiuni — pe etaje. Plăcuțele astfel confecționate, sub formă de module funcționale, le conexăm între ele cu ajutorul conectoarelor, sau cu fire convenționale lipite direct cu cositor de bornele cu care sînt prevăzute plăcuțele. În general, o schemă se dă arătînd și plăcuța cu circuite imprimate, în mărime redusă sau chiar în raport 1/1.

Dar să presupunem că am executat exact desenul pe foaia de calc în raport 1/1. Urmează să copiem desenul pe plăcuța placată pe o singură parte cu cupru. Vom executa acest desen cu ajutorul unui creion moale. Am ajuns astfel la prelucrarea propriu-zisă. Cu ajutorul unei pensule fine sau cu ajutorul unei bucăţi de lemn ascuţit ca un creion vom trasa cu o vopsea pe bază de nitrolac — din comerţ — urmele desenului nostru. Urma de vopsea va avea lăţimea de circa 1 mm şi va fi uniform şi bine acoperită cu vopsea. După ce desenul astfel executat se va fi uscat, urmează corodarea. Într-o tavă de prelucrat hîrtie foto punem plăcuţa cu desenul în sus. Apoi turnăm peste aceasta clorură ferică pînă ce plăcuţa este acoperită cu soluţie. Lăsăm totul liniştit, avînd grijă să ne mai uităm din cînd în cînd la mersul, corodării. Cînd aceasta a avut loc, adică între liniile şi desenele acoperite cu vopsea stratul de cupru dispare, putem scoate plăcuţa din soluţie şi o vom spăla cu multă apă curată. După uscare trecem la dizolvarea vopselei, pe care o înlăturăm ştergînd placa cu vată îmbibată cu un dizolvant: benzină, acetonă, tiner etc. Cînd vopseaua a fost înlăturată, va apare desenul format numai din folie de cupru. Vom practica găurile în care se vor planta terminalele componentelor, în general cu un burghiu spiral de 1 mm. Putem utiliza o mică maşină de găurit făcută dintr-un motoraş electric de la o jucărie veche la care se montează o madrină de la un traforaj. Vom trece la montarea pieselor pe care le vom lipi cu cositor. Cînd componentele au fost montate, vom proteja conexiunile de oxidare cu ajutorul unei soluţii diluate de colofoniu în alcool, cu un lac nitrocelulozic incolor sau, pur şi simplu, cu fixativ pentru păr.

Am vorbit pînă acum de plăci placate pe o singură parte. Există însă şi plăci placate pe ambele părţi. În acest din urmă caz, desenul se va face pe ambele feţe, iar corodarea de asemenea. Utilizînd ambele feţe se face o oarecare economie de spaţiu.

În cazul în care nu avem o asemenea plăcuţă sau lucrăm cu piese convenţionale putem să facem şasiul din placă izolantă, chiar dacă aceasta este — aşa cum am văzut — din placaj subţire, montînd piesele mari, prevăzînd capse cu cose, sau mici nituri de cupru, ori agrafe pentru contacte. Circuitele le vom executa din sîrmă subţire de conexiuni, izolată. Firele le vom trasa de-a lungul plăcuţei şi dedesubtul ei. Vom obţine astfel un montaj foarte apropiat de cel cu circuite imprimate.

Să vedem acum cîteva elemente de montaj. În cazul celor clasice — convenţionale —, conexiunile le facem cu sîrmă izolată. Aceasta se va lipi cu cositor de terminalul, cosa sau borna respectivă. După dezizolarea sîrmei vom putea adăuga o bucăţică de tub varniş, de culoare dorită, în lungime de 5—10 mm pe sîrma de conexiune. După lipire, acest tub se va trage peste lipitură, dînd un aspect frumos montajului.

La lipirea cu cositor a unor piese va trebui să ştim cum să executăm lipitura. Dacă la o piesă mai mare sau la cosa respectivă ciocanul de lipit se va ţine bine pe piesă, aşa încît cositorul „să fiarbă“, lipindu-se bine, acest lucru nu mai este posibil la lipirea unor piese mai deosebite, cum ar fi tranzistoarele, circuitele integrate, diodele cu cristal şi altele. Dacă vom ţine ciocanul de lipit prea mult şi prea aproape de capsula respectivă, atunci piesa se poate distruge.

Pentru a evita acest lucru, se va utiliza un ciocan de lipit de putere redusă (18—25 W), iar vîrful de lipit se va ţine pe piesă un timp limitat pentru a nu permite căldurii să ajungă prin terminal la cristalul semiconductor. Aceste precauţii se vor lua nu numai la piesele descrise, dar chiar şi la lipirea unui banal rezistor de putere mică, 1/4 W sau 1/8 W, care, avînd gabarite foarte mici, este oricînd gata să se distrugă în cazul încălzirii puternice. În cazul circuitelor integrate, în afară de lipirea rapidă a terminalelor, nu avem prea mult de făcut. În cazul tranzistoarelor şi al diodelor cu cristal putem interveni, lăsînd terminalele mai lungi sau, dacă spaţiul nu va permite, putem face pe terminalele respective ochiuri care prin mărirea lungimii terminalului micşorează pericolul încălzirii. Cel mai elegant ar fi să avem socluri speciale pentru tranzistoare şi socluri pentru circuite integrate.

O problemă mai deosebită o ridică lipirea în montaj a tranzistoarelor cu efect de cîmp, care avînd între electrozi rezistenţe de zeci şi zeci de megohmi se pot încărca electrostatic şi chiar străpunge, dacă nu sînt legate în montaj. Pentru a se preîntîmpina acest lucru, piesele acestea se depozitează cu terminalele scurtcircuitate, cu o sîrmuliţă în jurul terminalelor. Sîrmuliţa va fi scoasă de pe terminalele tranzistorului doar după ce acesta a fost deja lipit în montaj şi aceasta reprezintă ultima operaţie. Tranzistoarele cu efect de cîmp sînt sensibile şi la lipitul cu ciocanul de lipit care, fiind încălzit electric, poate avea sarcini electrice pe vîrful său de lipit şi în acest caz tranzistorul se poate străpunge. Deci, ca regulă generală, la lipitul cu ciocanul de lipit al unui tranzistor cu efect de cîmp, vîrful ciocanului de lipit — dacă nu este — se va conecta cu grijă la masă. De asemenea, trebuie să avem mare grijă la executarea montajelor cu piese miniaturizate ce se pot distruge la lipire prin temperatura ridicată a ciocanului de lipit.

Din tot ce s-a spus pînă acum rezultă că este bine să utilizăm unealta potrivită scopului pentru care a fost construită. Acelaşi lucru se întîmplă şi cu ciocanul de lipit. Sînt multe modele, de puteri diferite, de gabarite şi sisteme diferite. Dar, cu oricare dintre ele putem face o lipitură şi trebuie s-o facem corect. Sînt cîteva recomandări şi anume:

Capul de lipit al ciocanului va trebui să fie curat şi cositorit. Acest lucru se obţine, dacă nu este, cu ajutorul unei pile sau a hîrtiei abrazive, cu care se îndepărtează oxidul depus. Apoi se scufundă într-un decapant, după care se topeşte cositorul pe vîrful său. Odată curat, urmează să-l utilizăm pentru lipiri. Nu este însă suficient; va trebui ca şi piesele ce urmează a fi lipite să fie curăţite in acelaşi mod. Adăugîndu-se decapant, se depune un strat de cositor, după ce s-au aşezat în poziţia de lipire. Această aşezare însă va trebui să fie corectă. De exemplu, o sîrmă se va lipi de cosa respectivă, introducînd-o în orificiul cosei destinat acestui scop şi îndoind-o; abia după aceea se face lipirea. Atunci cînd două sîrme se lipesc împreună — acolo unde se poate —, ele vor fi răsucite împreună înainte de lipire şi locul se izolează cu tub varniş, dacă este cazul.

Dacă însă avem de lipit piese mari, nu se va mai putea utiliza ciocanul de lipit. După ce piesele au fost bine curăţate, se vor încălzi la flacăra unui arzător, bec de gaz, aragaz sau lampă de benzină, adăugîndu-se decapant. Cînd piesele s-au încălzit, se adaugă cositorul la locul de lipire şi se întrerupe încălzirea.

În alte cazuri, piesele încălzite se scufundă într-un vas în care se găseşte cositor topit. După ce piesele s-au cositorit se scot şi se lasă la răcit. La aceste piese — mai mari — este bine ca lipitura să fie lăsată să se răcească încet. Răcorirea nu apă rece nu este indicată, cositorul cristalizînd, iar lipitura nu mai este mecanic rezistentă.

Pentru că a venit vorba de rezistenţa mecanică a lipiturii cu cositor, trebuie să se ştie că acest material nu este indicat în locurile cu temperatură foarte scăzută, din cauză că lipitura se desface la temperaturi foarte mici. De aceea, în iernile grele, cu temperaturi foarte scăzute şi cu durate mari, se întîmplă ca unele lipituri cu cositor, la antene, de exemplu, să se desfacă. Dar, dacă la executarea unei bune lipituri contează curăţirea capului de lipit, curăţirea piesei, puterea ciocanului (adică temperatura de lipire), trebuie să ştim că lipitura depinde şi de calitatea aliajului de lipit. În tabelul 8.1 se dau cîteva caracteristici ale aliajului de cositor pentru lipit.

Tabelul 8.1

Cositor [%]	*Plumb* [%]	*Temperatura de topire* [°C]	*Utilizarea*
25	75	268	lipituri cu flacără
30	70	257	tinichigerie
33	67	250	plăci de zinc şi galvanizate
40	60	235	alamă, plăci cositorite
50	50	215	pentru metale uşor fuzibile
60	40	184	pentru lipituri în electronică
90	10	218	pentru vase de bucătărie

Dar, uneori avem nevoie de lipituri la temperaturi mai mici. Pentru aceasta se pot utiliza o serie de aliaje de lipit numite aliaje rapide. Cîteva caracteristici se pot vedea în tabelul 8.2.:

Tabelul 8.2

Cositor [%]	*Plumb* [%]	*Bismut* [%]	*Temp. de topire* [°C]
15	25	60	125
25	22	53	113
15,5	32	52,5	96

Pentru lipirea componentelor electronice se utilizează în mod frecvent fludorul, ce este un tub cu pereţii din aliaj de lipit umplut cu colofoniu (sacîz), acesta fiind decapant. În ce priveşte plumbul, acesta nu se lipeşte de metale; el se poate lipi numai cu plumb sau cu aliaj de lipit cu mult plumb, iar ca decapant se foloseşte stearina.

Avînd temperatură de topire mai mare, se lipeşte la flacără, respectiv la lampa de benzină şi este utilizat de instalatori la lipirea ţevilor de apă. Toate aceste lipiri se pot considera lipituri „moi".

Dacă vrem să facem o lipitură „tare", atunci vom lipi cu argint. O bucăţică de argint dintr-o monedă veche sau o bucăţică de argint din capacul unui ceas vechi. Lipirea se va face la flacără. Evident, vom putea lipi doar obiecte mici, neavînd posibilitatea, cu mijloace improvizate, să obţinem o putere calorică mare. Flacăra va fi obţinută de la o lampă de spirt care este umplută cu spirt rafinat (nu medicinal!).

În tabelul 8.3 se dau puterile calorice ale unor carburanţi:

Tabelul 8.3

Carburantul	*Putere calorică* [*cal/kg*]
mangal	6 000—7 500
alcool 95%	6 700—7 100
alcool metilic	4 600
gaz metan	8 500—9 000

Pentru obţinerea temperaturii de topire — destul de greu de obţinut cu mijloacele obişnuite, procedăm în felul următor:

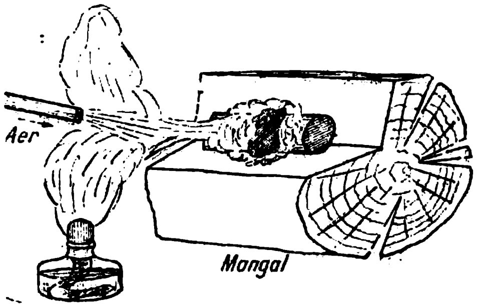


Fig. 8.4. Metodă pentru lipirea cu argint.

Cu o ţevişoară de metal de la o rezervă de pix golită şi spălată, suflăm, în partea „caldă" a flăcării lămpii de spirt, aşa încît flacăra să fie deviată şi concentrată sub forma unui jet de flacără.

Obiectele de lipit se aşază pe o bucată de mangal modelat astfel încît marginile pieselor să se unească bine (fig. 8.4). Dacă marginile nu se unesc, nu se poate face lipirea. Deasupra locului de lipit se presară pilitură de argint amestecată cu un decapant: borax. Se suflă flacăra asupra pieselor de lipit. Borax-ul se umflă, piesele se înroşesc pînă la alb, iar apoi se produce lipirea, pilitura de argint topindu-se într-o fracţiune de secundă şi îmbrăcînd locul de lipit. Cu aceasta, lipirea a fost făcută. În loc de a sufla, putem utiliza o cameră de maşină sau tractor, umflată bine cu aer, iar ţevişoara se va subţia la capăt reglîndu-se astfel jetul de aer. Între cameră şi ţevişoară ne vom racorda cu un tub de cauciuc.

În alte cazuri vom fi obligaţi să lipim cu cositor obiecte de aluminiu. Aluminiul are proprietatea de a se oxida chiar în timp ce se curăţă. Orice substanţă decapantă am utiliza, el va rămîne oxidat și nu va prinde cositorul. Pentru a scăpa de acest neajuns, putem proceda în felul următor. Pe locul de lipit turnăm o cantitate de ulei (ulei de mașină), care să acopere acest loc, iar cu vîrful unui briceag răzuim ușor o suprafață ce este în acest timp acoperită cu ulei. Apoi, cu un ciocan de lipit de putere mai mare (80 W), bine încălzit și cositorit, frecăm ușor locul de lipit ce este încă acoperit cu ulei. Cositorul „va prinde" tot așa de ușor ca și pe alamă sau cupru. Odată locul cositorit, se șterge cu o cîrpă uleiul de pe locul de lipit și pe acel loc se poate lipi cu cositor, în mod normal, orice piesă.

În ce privește sudarea cu cupru, nu putem s-o facem decît în mod limitat. Nu putem, cu mijloacele noastre să obținem temperatura necesară. Însă, sîrmele subțiri de cupru, aproximativ pînă la 0.1 mm se pot suda. Este cazul sîrmelor subțiri de bobinaj care în timpul lucrului se pot rupe. Atunci se procedează în felul următor: Cele două capete de sîrmă se așază unul lîngă altul și se răsucesc pe o porțiune. Cu o foarfecă se taie așa încît să rămînă răsucită o lungime de maximum 10 mm. Apoi, în flacăra unui chibrit aprins, în partea caldă a flăcării (1/3 de la vîrf), se aduce partea răsucită. Sîrma se va înroși, apoi va deveni albă, și, în fine, se va topi, formînd o „mărgică" de cupru, cu un diametru mai mic de 0,5 mm. Decapantul este chiar lacul sîrmei. După lipire, locul se izolează și bobinarea poate continua: sîrmele au fost sudate cu cupru.

Am văzut că atunci cînd se face o lipire cu cositor sau chiar o sudură cu alte metale, locul sudurii trebuie să fie curățit de oxizi pentru ca sudura „să prindă". Dat fiind că locul sudurii sau lipiturii este supus în timpul operației la temperatură ridicată, cu atît mai mult se produce oxidarea. Va trebui așadar să intervenim chimic pentru a dizolva acești oxizi cu ajutorul decapanților. Pentru materiale diverse se va utiliza decapantul potrivit. Le vom vedea pe rînd:

Clorura de zinc. Pentru lipirea fierului și oțelului avem nevoie de un decapant dur. Acesta se obține din acid clorhidric și bucățele de zinc. Este deci vorba de acea „apă tare stinsă". Lipirea se face foarte bine, dar locul rămîne acid și dacă nu se curăță foarte bine, lipitura corodează în timp. Deci, după lipire se curăță locul cu o pilă, cu o perie de sîrmă și apoi se spală bine cu alcool. În electronică nu se folosește decît strict limitat; în caz contrar corodarea terminalelor componentelor este iminentă. Se utilizează în tinichigerie. În timpul lipirii dă vapori înecăcioși, corosivi, și nu este bine să fie respirați.

Clorura de amoniu (țipirig) se utilizează la lipirea în special a neferoaselor (cupru, alamă, zinc, nichel etc.), de obicei atunci cînd piesele sînt foarte oxidate, prezentînd asperități ce nu se pot curăța bine. Uneori se utilizează la curățirea capului de lipire al ciocanelor de lipit, mai ales la cele de putere, necesitînd temperatură mai mare de reacție. Frecvent se utilizează la cositorirea (spoirea) vaselor de bucătărie. Cu succes se poate folosi și la lipiri pe fier. Locul rămînînd acid, necesită curăţire şi spălare ulterioară. În electronică nu se utilizează decît limitat. În timpul lipirii dă vapori corosivi şi nu este bine să fie respiraţi.

Pasta de lipit, formată dintr-un amestec de substanţe decapante, în general acide, amestecate în vaselină. Se utilizează atît la feroase, cît şi la neferoase. Lipirea se face bine, dizolvarea oxizilor fiind netă, dar locul rămîne acid, necesitînd curăţirea şi spălarea ulterioară. În caz contrar, în timp, apare corodarea. Nefiind atît de corosivă ca alte substanţe, mulţi practicieni sînt tentaţi s-o folosească. Riscul este însă mare — mai ales la actuala tehnică — şi de obicei se evită. Cu precauţiile necesare se utilizează la unele lipituri pe fier.

Colofoniul (răşină naturală de conifere — sacîz) este un decapant ideal, folosit în exclusivitate în electronică. În timpul lipirii, eterii formaţi atacă oxizii, care se dizolvă în masa de colofoniu topit. Se utilizează la lipiri pe cupru, alamă, bronz, nichel şi altele. Nu este un bun decapant pentru fier. Cu sacîz se curăţă şi capul de lipire al ciocanului de lipit. În unele cazuri se utilizează o soluţie mai mult sau mai puţin diluată de sacîz în alcool etilic 95%. Se ung suprafeţele cu ajutorul unei mici pensule.

Există fără îndoială o serie de reţete cu tot felul de decapanţi, care mai de care mai interesante. În tot cazul, la cea mai înaltă tehnică profesională, în acest domeniu, tot la fludor şi la colofoniu s-a ajuns!

Dar încă o problemă de tehnologie: un fir de sîrmă de bobinaj cu un diametru $\varnothing = 0.02$ mm (un fir de păr are un diametru $\varnothing \approx 0.05$ mm!), izolat cu lac-email, trebuie lipit pe un suport. Pentru aceasta firul trebuie dezizolat, decapat şi cositorit. Ni se pare o imposibilitate!

Nici cu lama, nici cu bisturiul cel mai fin, nici cu şmirghel din cel mai fin nu se poate scoate lacul fără să se rupă firul. Pentru realizarea scopului urmărit se procedează astfel. Se ia o tabletă de aspirină, se aşază firul cu capătul de lipit deasupra şi cu ciocanul de lipit cositorit se apasă uşor peste fir şi tableta. Aspirina se topeşte (atenţie, vaporii sînt rău mirositori, ustură şi lăcrimează ochii), dizolvînd lacul de pe fir, decapîndu-l şi firul se acoperă cu cositor. Se poate utiliza şi acidul salicilic pur, cu acelaşi succes. După lipire, firul şi locul lipirii se spală cu alcool. Am dat doar un exemplu care părea mai dificil, dar de obicei, toate firele de bobinaj se dezizolează şi se decapează astfel.

Decapanţii se utilizează şi la sudură. Am văzut că pentru argint se utilizează boraxul pulvis. La sudurile autogene sau electrice pe fier sau alte metale electrodul de sudură este acoperit cu o crustă dintr-o pastă în care intră ca constituent şi boraxul. Sudorii utilizează uneori şi bucăţi de sticlă care, topindu-se, produc decaparea şi împiedică oxidarea mai departe datorită temperaturii înalte. Dar aceste lucruri privesc alte tehnologii, de care nu ne ocupăm aici.

Capitolul 9

DIODE

dr. ing. IOSIF LINGVAY

GENERALITĂŢI

Diodele, conţinînd o singură joncţiune *p-n*, sînt cele mai simple dispozitive semiconductoare. În funcţie de locul utilizării au fost concepute mai multe tipuri de diode, cu parametri electrici specifici aplicaţiei respective. Caracteristica electrică *U—I* a unei joncţiuni *p—n* (fig. 9.1) cuprinde două domenii distincte:

Caracteristica de polarizare directă, definită prin tensiunea de deschidere (V_{FO}) şi rezistenţa dinamică (r_d).

Tensiunea de deschidere (V_{FO}) reprezintă tensiunea minimă de polarizare la care dispozitivul începe să conducă curentul electric (se „deschide" în direct). Valoarea lui V_{FO} depinde de tipul diodei. Astfel, V_{FO} este de circa 0,1 V la diodele Schottky (metal/semiconductor), de 0,18 V la diodele cu germaniu, de 0,55 V la diodele cu siliciu etc. (zonă de blocare în direct). La depăşirea acestei valori critice a tensiunii de polarizare în direct, căderea de tensiune pe diodă este determinată de valoarea intensităţii curentului ce trece prin dispozitiv (zonă de conducţie în direct).

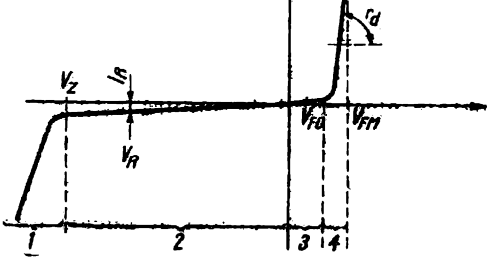


Fig. 9.1. Caracteristica *U—I* a unei joncţiuni *p—n*. (1) zona de avalanşă (conducţie în invers); 2) zona de blocare în polarizare inversă; 3) zona de blocare în polarizare directă; 4) zona de conducţie în polarizare directă.)

În cataloage este specificată valoarea maximă a căderii de tensiune la polarizare directă pentru un curent dat, de obicei curentul maxim admisibil (V_{FM} la I_{FM}). Cu o oarecare aproximare avem:

$$V_{FM} = V_{FO} + r_d \cdot I_{FM},$$

unde r_d este rezistenţa dinamică a diodei în polarizare directă şi depinde de construcţia dispozitivului.

Caracteristica în polarizare directă a unei diode se poate ridica folosind montajul din figura 9.2. Pentru o diodă cu siliciu, reglînd cu ajutorul potenţiometrului *R* tensiuni din ce în ce mai mari, curentul indicat de miliampermetru va fi la început foarte mic (sub

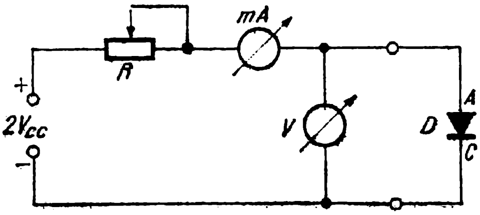


Fig. 9.2. Montaj pentru ridicarea caracteristicii unei diode în polarizare directă.

1 mA), iar tensiunea indicată de voltmetru va crește și ea corespunzător. Cînd tensiunea atinge circa 0,55 V (V_{FO}), dioda se deschide, adică la creșteri mici ale tensiunii corespund creșteri mari ale curentului prin diodă.

Caracteristica în polarizare inversă se caracterizează prin aceea că la variații mari ale tensiunii de polarizare (V_R — uneori sute de volți), curentul prin dispozitiv este neglijabil și reprezintă curentul rezidual al joncțiunii $p-n$ ($I_r < 500$ μA) (zona de blocare în invers). Cînd se atinge o valoare critică a tensiunii de polarizare în invers, curentul prin diodă crește brusc datorită intrării în conducție a joncțiunii prin efect zener, prin avalanșă sau prin pătrundere (zona de conducție în polarizare inversă).

Valoarea tensiunii de polarizare inversă, la care curentul prin diodă crește brusc, se numește tensiune de avalanșă (V_z).

La diodele redresoare obișnuite nu se recomandă solicitarea joncțiunii pînă la V_z. În mod obișnuit, firmele producătoare garantează funcționarea corectă a dispozitivului la V_{RM} (tensiune inversă repetitivă maxim admisibilă), dată de catalog, aceasta fiind egală, de obicei, cu circa 0,7 din V_z.

În vederea caracterizării calității dispozitivului și a proiectării unor montaje, unele firme garantează, la o valoare dată a tensiunii de polarizare (de obicei la V_{RM} sau la 0,7 din V_z), o valoare maxim admisibilă a curentului rezidual I_R.

Caracteristica în polarizare inversă a unei diode se ridică folosind un montaj ca în fig. 9.3. Odată cu creșterea tensiunii, prin acționarea divizorului R, crește și tensiunea pe dispozitiv (V_R), iar curentul rezidual (I_R) crește foarte puțin (de ordinul μA). Diodele D_1 și D_2 sînt pentru protecția microampermetrului și sînt de tipul 1N4001 sau orice altă diodă echivalentă.

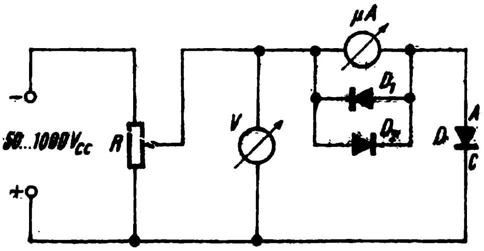


Fig. 9.3. Montaj pentru ridicarea caracteristicii $U-I$ a unei diode în polarizare inversă.

În funcție de aplicațiile și de solicitările concrete ale utilizatorilor au fost puse în fabricație diferite tipuri de diode, dintre care cele mai importante sînt:

DIODE REDRESOARE

Sînt utilizate la redresarea curentului alternativ în alimentatoarele și redresoarele racordate la o sursă de curent electric alternativ. Parametrii garantați pentru aceste diode sînt:

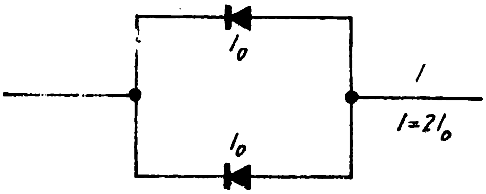


Fig. 9.4. Montarea în paralel a diodelor redresoare.

— tensiunea inversă repetitivă maxim admisă (V_{RM});

— curentul mediu redresat (I_O), reprezentînd curentul mediu la care poate fi solicitată dioda;

— căderea de tensiune în polarizarea directă (V_{FM}), măsurată la un curent dat (I_{FM});

— rezistența termică joncțiune-capsulă ($R_{thj\text{-}c}$) sau joncțiune-ambiant ($R_{thj\text{-}a}$).

În unele aplicații se impune redresarea unui curent mai mare decît capabilitatea în curent a diodei. În astfel de cazuri se poate recurge la montarea a 2—3 diode în paralel — după o prealabilă sortare și împerechere la parametrul V_{FM}. Diferența dintre căderile de tensiune în polarizare directă pe diodele care urmează a fi montate în paralel nu trebuie să depășească 0.05V. Este de preferat ca diodele montate în paralel să se fixeze pe același radiator, fig. 9.4.

În cazul redresării unor tensiuni mai mari decît V_{RM} al unei diode, se pot monta mai multe diode identice în serie (fig. 9.5, a). Distribuția uniformă a tensiunilor se realizează prin montarea în paralel cu fiecare diodă a cîte unui rezistor de egalizare (circa 100 ... 300 kΩ pentru diode cu $I_O < 10$ A). În cazul înserierii a mai mult de două diode și în montaje pretențioase, egalizarea se va face ca în figura 9.5, b.

Tipuri reprezentative de diode redresoare normale sînt seriile F 057 ... ... F 407; 1N4001 ... 1N4007; 10Si05 ... ... 10Si14 etc.

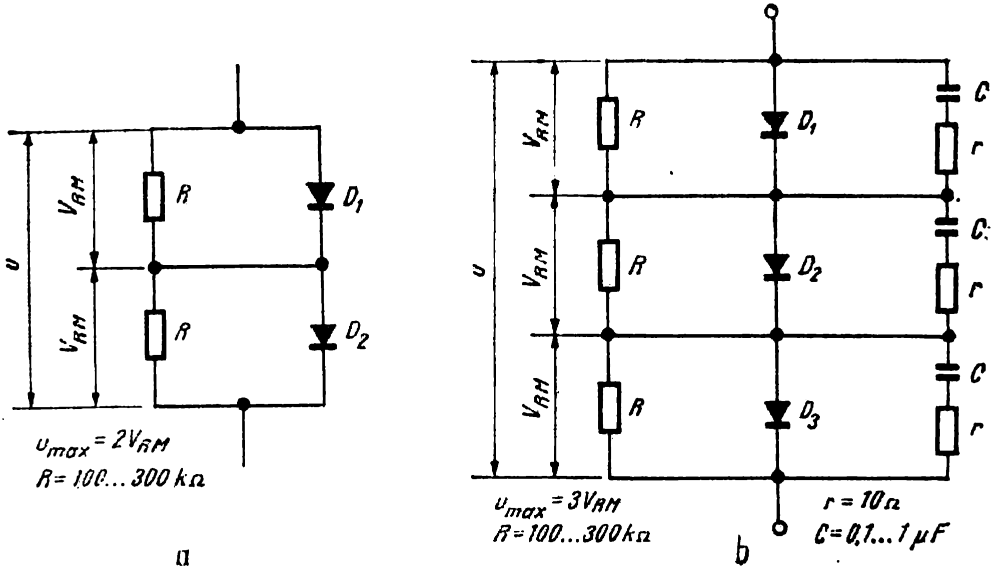


Fig. 9.5. Montarea în serie a diodelor redresoare.

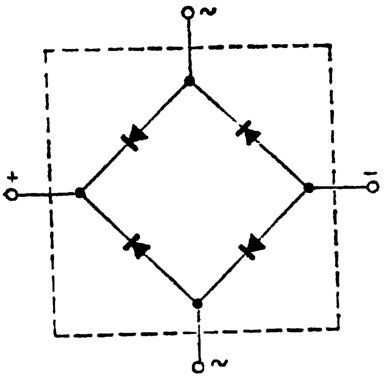


Fig. 9.6. Schema unei punți redresoare.

PUNȚI REDRESOARE

Unele firme oferă patru diode conectate în punte redresoare, înglobate în aceeași capsulă (fig. 9.6). Utilizarea punților redresoare asigură un montaj mai simplu, de dimensiuni mai mici, asigurînd totodată o fiabilitate ridicată. Tipuri semnificative de punți. redresoare sînt seriile de 1 A (1PM05 ... 1PM8), de 3 A (3PM05 ... 3PM8) și de 1,5 A (B ... C1500N).

Cifrele dintre literele B și C indică tensiunea alternativă maximă aplicabilă. De exemplu: B40C1500N = = punte redresoare $i_0 = 1{,}5$ A; $U = 40$ V.

DIODE REDRESOARE RAPIDE

Sînt utilizate la redresarea tensiunilor alternative și la comutarea semnalelor cu frecvența cuprinsă între 1 000—100 000 Hz. Ele diferă de diodele redresoare normale prin faptul că au timpul de comutare mic ($t_{rr} < 500$ ns). Pe lîngă parametrii specifici diodelor redresoare normale, firmele producătoare indică și garantează și timpul de comutare (t_{rr}), parametru care determină frecvența maximă de lucru. Tipuri reprezentative de diode redresoare rapide sînt: BA 157; BA 159; DRR 114; 6DRR 4 etc.

DIODE DE COMUTAȚIE

Sînt, de obicei, de mică putere (circa 0,3 W) și au timpul de comutare (t_{rr}) foarte mic. Avînd în vedere construcția și dimensiunile reduse ale diodei, rezultă o capacitate mică în stare blocată ($C \leqslant 5$ pF). Aceste diode sînt utilizate la comutarea rapidă a unor semnale, la detecția în înaltă frecvență, la mixarea semnalelor de radiofrecvență ($F \leqslant 1$ GHz), precum și la limitarea de semnale la intrarea în receptoare radio sau tv (prin montarea a două diode în antiparalel pe borna de antenă), în mixere echilibrate etc. La utilizarea acestor diode trebuie să se țină cont de rezistența lor dinamică în stare de conducție (r_d) (prin diagramele de variație a r_d în funcție de curentul ce trece prin diodă (I_F) și frecvența semnalului). O diodă este cu atît mai bună cu cît prezintă o atenuare mai mică, adică are r_d și C cît mai mici în condițiile de curent și de frecvență din circuit.

Tipuri semnificative de diode de comutație sînt: 1N 914; 1N 4148; OA 1160; BB 243; BB 182 etc.

În practica de amator, aplicațiile cele mai interesante a diodelor de comutație sînt cele de comutare a circuitelor rezonante, fără comutatoare mecanice, lucru deosebit de important

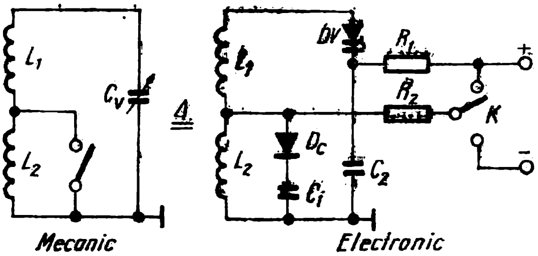


Fig. 9.7. Principiul comutării circuitelor acordate cu inductanțe în serie.

în special în domeniul frecvențelor înalte și foarte înalte.

Principiul comutării circuitelor oscilante cu diode de comutație este prezentat în figura 9.7, pentru inductanțe serie și în figura 9.8, pentru inductanțe în paralel. În ambele montaje, gama de frecvențe (lungimea de undă) se schimbă prin polarizarea (*K*) diodelor de comutație (*DC*), prin rezistorul R_2, iar acordul în bandă se realizează cu dioda varicap *DV*, polarizată prin rezistorul R_1. Capacitoarele C_1 și C_2 au de obicei capacitate de ordinul 0,1—10 nF.

DIODE VARICAP

Proprietatea joncțiunilor *p—n* de a prezenta capacități diferite în funcție de tensiunea de polarizare a fost pentru prima dată utilizată în schimbătoare de frecvență de către fizicianul sovietic BAKANOVSKI. Primele diode varicap, cu germaniu, utilizate în acordul circuitelor de unde ultra scurte, a fost realizată de L.J. GIACOLETTO și J.O. CONNELL (1956), cercetători care au conferit și numele noului component VARICAP — VARIable CAPacitor.

Pe o joncțiune *p—n* polarizată invers se acumulează un anumit număr de sarcini electrice. Numărul acestor sarcini este funcție de tensiunea de polarizare, deci joncțiunea *p—n* se comportă ca un capacitor echivalent, având capacitatea (*C*):

$$C = \frac{C_0}{(1 + 1{,}5\,V_R)^n},$$

în care C_0 = capacitatea joncțiunii în lipsa polarizației exterioare, iar $n = 0.33 \dots 0.75$, funcție de tehnologia de fabricație a diodei. În figura 9.9 se dă variația capacității unei diode varicap în funcție de tensiunea inversă (V_R) aplicată.

Tensiunea de polarizare aplicabilă diodelor varicap este cuprinsă între o valoare minimă (pentru ca semnalul de radiofrecvență din montaj să nu depășească tensiunea de polarizare în

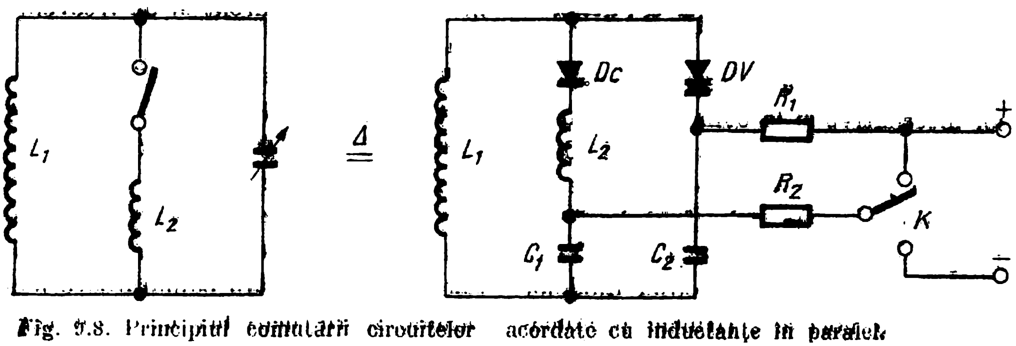


Fig. 9.8. Principiul comutării circuitelor acordate cu inductanțe în paralel.

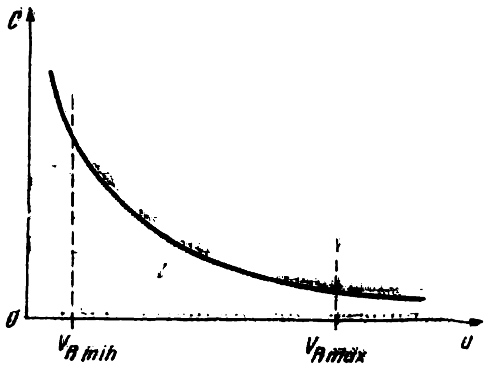


Fig. 9.9. Caracteristica $C = f(V_R)$ a diodelor varicap.

vederea eliminării riscului ca semnalul de înaltă frecvență să fie deformat sau redresat) și una maximă (determinat de tensiunea de străpungere a diodei) și reprezintă domeniul lor de utilizare. Domeniul de utilizare $\left(\frac{C_{max}}{C_{min}}\ \text{la}\ \frac{V_{min}}{V_{max}}\right)$, este dat în cataloage. Un exemplu de circuit acordat cu o diodă varicap este prezentat în figura 9.10, un decapacitorul C_1 împiedică tensiunea continuă (V_R) să se scurtcircuiteze la masă, rezistorul R și capacitorul C_2 se opun pătrunderii semnalului de radiofrecvență în circuitul de polarizare a diodei.

Tipuri reprezentative de diode varicap sînt: BB 109; BB 139; BB 105; BB 126 etc.

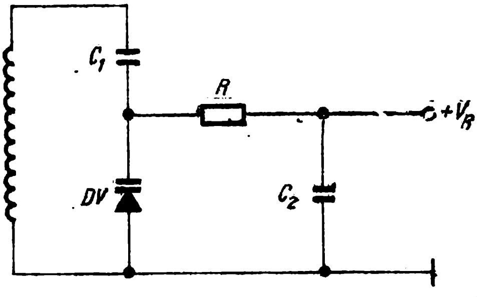


Fig. 9.10. Circuit oscilant cu diodă varicap.

Diodele varicap cu germaniu au fost abandonate datorită curenților reziduali relativ mari, ceea ce echivalează cu o rezistență paralel mică în circuitul acordat, deci factor de calitate, Q, mic. Diode varicap ieftine și de calitate se fabrică pe bază de siliciu, diode care sînt utilizabile la frecvențe de pînă la 1 GHz. Pentru frecvențe mai mari de lucru au fost realizate diode varicap pe bază de compuși intermetalici, cum ar fi Ga As; In As etc.

DIODE ZENER

Diodele Zener sînt dispozitive semiconductoare, a căror caracteristică $U-I$ (fig. 9.11) se caracterizează prin aceea că, la polarizare inversă, prezintă un domeniu în care variațiile mici de tensiune corespund variații mari de curent, zonă cu rezistență dinamică mică, domeniu ce se numește de „stabilizare". Această comportare se datorează efectului Zener, denumit după

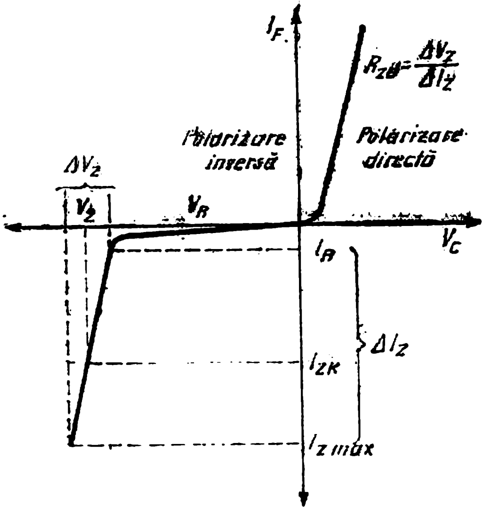


Fig. 9.11. Caracteristica $U-I$ a diodelor Zener.

dr. ing. C. ZENER, cercetătorul care a elucidat aspectele teoretice (1932—1934) a diodelor stabilizatoare cu tensiuni de pînă la 5,5 V. La diodele cu tensiunea de stabilizare mai mare de 5,5 V efectul se datorează multiplicării prin avalanşă, deci denumirea de diode Zener este improprie.

Diodele Zener, prin caracteristica lor $U-I$, se utilizează ca stabilizatoare de tensiune şi prezintă o serie de avantaje faţă de tuburile stabilizatoare cu neon — cum ar fi:

— rezistenţă dinamică redusă pe caracteristica de stabilizare;

— posibilitatea obţinerii de tensiuni stabilizate şi sub 70 V;

— controlul (prin tehnologia de fabricaţie) exact al tensiunii de stabilizare;

— nu necesită supratensiune de amorsare.

Fabricanţii de diode Zener specifică următorii parametrii electrici mai importanţi:

— tensiunea nominală de stabilizare (V_{ZT}), ce se defineşte la curentul de măsură I_{ZT};

— rezistenţa dinamică în domeniul de stabilizare, ca fiind raportul dintre variaţia tensiunii stabilizate (ΔV_Z) la un curent continuu I_{ZT} pe care s-a suprapus un curent alternativ de 1 kHz de 0,1 I_{ZT}, respectiv

$$R_{ZT} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}$$

— curentul maxim admisibil (I_{ZM}), ca fiind curentul maxim de stabilizare ce poate să suporte dispozitivul fără riscul distrugerii.

— puterea de disipaţie (P_d), ca fiind puterea maximă ce poate să disipe dispozitivul spre mediul ambiant în condiţiile de răcire specificat. Între puterea de disipaţie şi ceilalţi parametri electrici există următoarea relaţie:

$$P_d = V_{ZT} \cdot I_{ZM}$$

— coeficientul de variaţie a tensiunii stabilizate cu temperatura (α_{V_Z}), ca fiind:

$$\alpha_{V_Z} = 100\,\frac{V_Z(T_2) - V_Z(T_1)}{V_Z(T_2)} \times \frac{1}{T_2 - T_1} \quad [\%/^\circ C],$$

adică abaterea tensiunii stabilizate exprimate în procente, măsurate la I_{ZK} şi două temperaturi diferite, raportată la diferenţa de temperatură dintre cele două măsurători.

În R.S. România sînt în fabricaţie curentă serii de diode Zener cu puteri de disipaţie între 0,5 W şi 50 W, după cum urmează (tabelul 9.I):

Tabelul 9.I

Seria	*Puterea disipată* [W]	*Gama de tensiuni stabilizate* [V]
DZ 2V7—51	0,5	2,7—51 — în clase de ±5%
PL 2V7—200	1	2,7—200 — în clase de ±5%
1N3016B—1N3051B	1	6,8—200 — în clase de ±5%
10DZ6V8—180	10	6,8—180 — în clase de ±10%
20DZ6V8—180	20	6,8—180 — în clase de ±10%
50DZ6V8—180	20	6,8—180 — în clase de ±10%
10DZ12—180P	10	12—180 — în clase de ±10%

APLICAȚIILE SPECIFICE DIODELOR ZENER

Cel mai simplu circuit stabilizator de tensiune cu diodă Zener este prezentat în figura 9.12, și se caracterizează prin faptul că dioda stabilizatoare este legată în paralel cu consumatorul (sarcina). Acest montaj prezintă dezavantajul că factorul de stabilizare al tensiunii la ieșire este afectat de rezistența dinamică a diodei Zener, respectiv variațiile tensiunii stabilizate (ΔV_Z) vor fi proporționale cu variația curentului prin dispozitiv (ΔI_Z):

$$\Delta V_Z = R_{ZT} \cdot \Delta I_Z.$$

Acest dezavantaj se elimină prin montajul în „punte“ (fig. 9.13) cînd prin reglarea lui R_3 se compensează rezistența dinamică a diodei stabilizatoare.

Pentru obținerea tensiunilor mici de mare stabilitate se poate utiliza montajul din figura 9.14, în care tensiunea de ieșire este aproximativ egală cu diferența tensiunii de stabilizare a celor două diode Zener, a căror rezistențe dinamice se compensează din R_3.

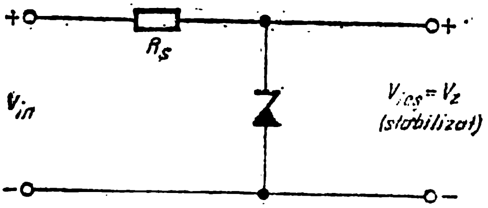


Fig. 9.12. Circuit paralel stabilizator de tensiune.

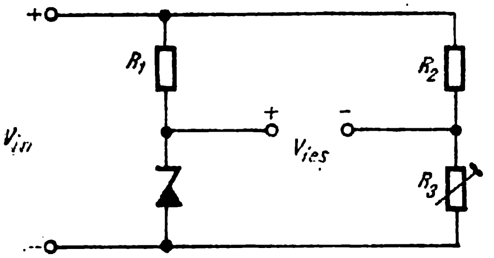


Fig. 9.13. Circuit „punte“ stabilizator de tensiune.

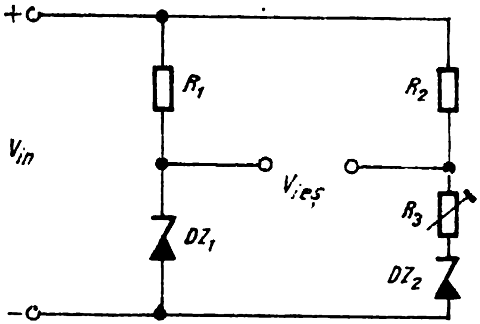


Fig. 9.14. Circuit pentru obținerea tensiunilor stabilizate foarte mici.

Circuitele stabilizatoare de tensiune (surse de alimentare) cu tranzistoare și diode Zener sînt foarte răspîndite și sînt descrise în capitolul respectiv. Mai puțin cunoscute în laboratoarele electroniștilor amatori sînt circuitele stabilizatoare de curent, adică generatoarele de curent constant. Schema de principiu al unui astfel de montaj este prezentată în figura 9.15. Montajul se caracterizează prin aceea că debitează un curent constant pe rezistența de sarcină R_L cînd R_L și tensiunea de

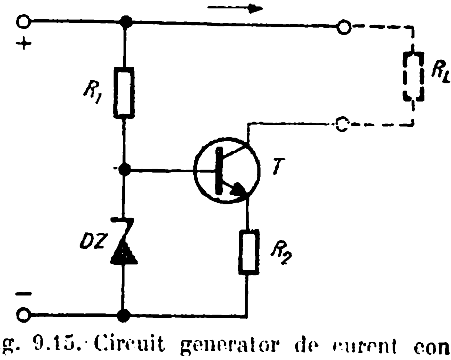


Fig. 9.15. Circuit generator de curent constant cu diodă Zener și tranzistor.

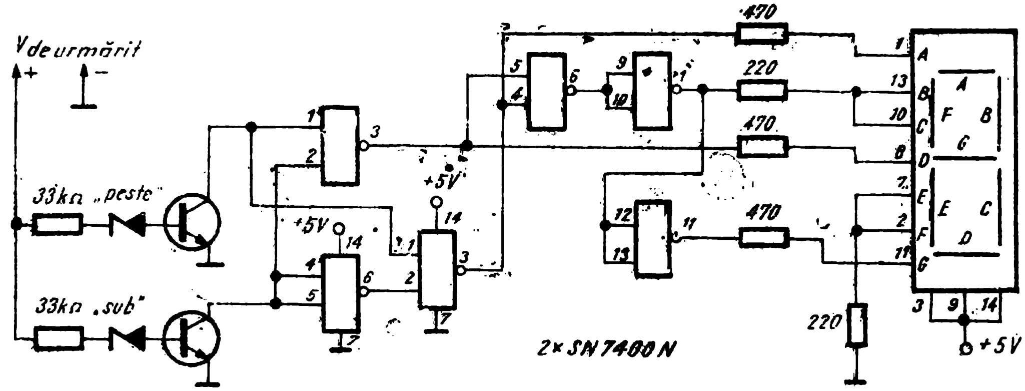


Fig. 9.16. Montaj pentru afișarea a trei domenii de tensiuni.

intrare variază între niște limite relativ largi. Din acest montaj de bază au fost dezvoltate o serie de alte circuite cu diverse performanțe, generatoare de curent constant (cu posibilitate de prereglare a curentului de ieșire, performanțe deosebite de stabilitate etc.).

În figura 9.16 este prezentat un montaj complex care urmărește și afișează variațiile de tensiune pe trei domenii — „mai mic", „între" și „peste" valoarea impusă. Afișarea se face pe un afișor cu LED-uri (șapte segmente), care în combinația din montaj indică: – „peste" = H; „între" = F și „sub" = L Amatorii pot obține și alte indicații conform combinației realizate. Tensiunile de prag dorite se obțin prin selecția diodelor Zener „peste" și „sub".

Un montaj foarte practic de alimentare cu tensiune electrică de joasă tensiune stabilă și continuă este prezentat în figura 9.17. Cu acest montaj se pot alimenta direct de la rețea aparate de radio tranzistorizate, se pot încărca baterii de acumulatori etc. Schema este simplă și conține foarte puține piese. Se practică pentru curenți relativ mici (sub 100 mA) și prezintă un grad ridicat de pericol de electrocutare. Acest pericol se elimină dacă montajul se realizează într-o cutie de plastic, perfect închisă, iar punctul „0" se aplică întotdeauna pe „nul"-ul rețelei electrice.

Diodele Zener sînt utilizate în cele mai diverse circuite de protecție. În figura 9.18 dioda Zener limitează supra-

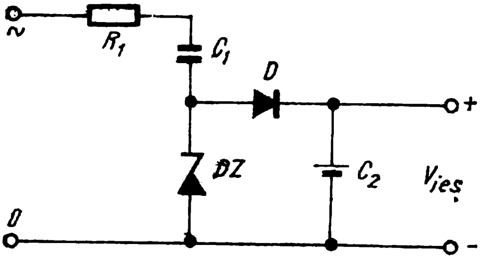


Fig. 9.17. Schema alimentatorului de tensiune stabilizată de curenți mici (sub 100 mA), fără transformator de rețea.

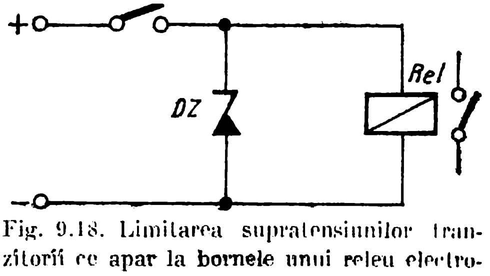


Fig. 9.18. Limitarea supratensiunilor tranzitorii ce apar la bornele unui releu electromagnetic.

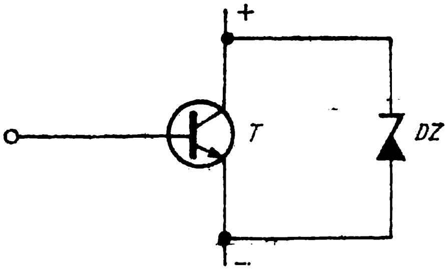


Fig. 9.19. Protecția tranzistoarelor cu sarcină inductivă ($V_Z < U_{CEO}$).

tensiunile tranzitorii ce apar la alimentarea unui releu electromagnetic.

Protecția tranzistoarelor care au în circuit o sarcină inductivă se realizează ca în figura 9.19. Dioda Zener se alege cu $V_Z < U_{CEO}$ al tranzistorului de protejat.

Protecția consumatorilor de curent mic la supratensiuni se realizează ca în figura 9.20. În cazul consumatorilor pretențioși și care consumă curenți de peste 100 mA se recomandă montajul din figura 9.21, montaj ce se caracterizează prin aceea că scurtcircuitează alimentarea consumatorului la apariția supratensiunilor mai mari decît tensiunea de stabilizare a diodei Zener. Capabilitatea în curent a tiristorului *Ty* trebuie să fie mai mare decît cel al siguranței.

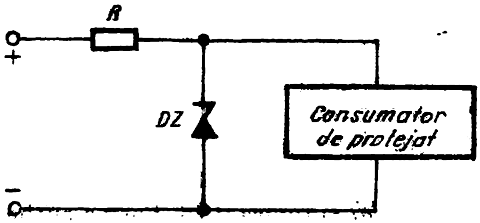


Fig. 9.20. Protecția la supratensiuni a consumatorilor de c.c. mai mici de 100 mA.

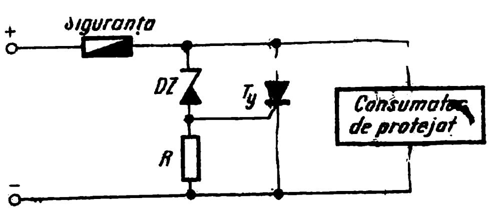


Fig. 9.21. Protecția la supratensiuni a consumatorilor de c.c. mai mari de 100 mA.

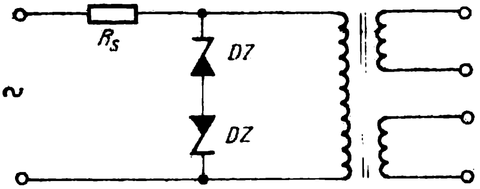


Fig. 9.22. Protecția unui consumator de curent alternativ.

Diodele Zener se pot utiliza și în curent alternativ la protecția consumatorilor. Un astfel de montaj este prezentat în figura 9.22. Diodele Zener se aleg cu tensiune de avalanșă ceva mai mare decît tensiunea alternativă de vîrf ce intră în circuit.

O aplicație deosebit de utilă a diodelor Zener este cea de creșterea preciziei unui voltmetru. Montînd o diodă Zener ca în figura 9.23, tensiunea măsurată va fi de $U = V_Z + V_{indicat}$.

Astfel se poate citi cu mare precizie tensiunea la bornele unui acumulator de 12 V, înseriind un voltmetru de

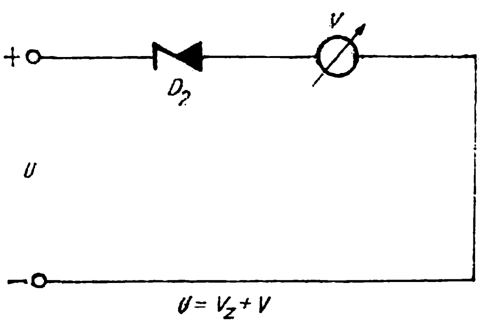


Fig. 9.23. Extinderea domeniului de măsuri a unui voltmetru prin înserierea unei diode Zener.

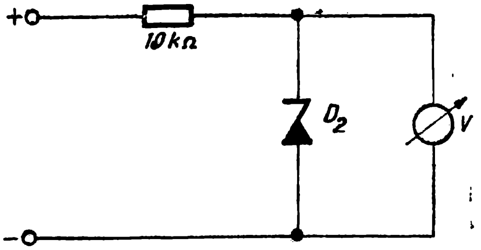


Fig. 9.24. Determinarea tensiunii de avalanşă a diodei Zener utilizată în montajul din figura 9.23.

3–5 V la cap de scară cu o diodă Zener de 10 V.

De menţionat că, înainte de utilizare, în asemenea aplicaţii, tensiunea de avalanşă a diodei Zener trebuie determinată cu mare precizie. Această determinare se poate face ca în figura 9.24. Voltmetrul utilizat pentru determinare trebuie să aibă o sensibilitate mai bună de 20 000 Ω/V.

Diodele Zener servesc drept element de referinţă în circuite semnalizatoare care vizualizează cînd o tensiune depăşeşte (fig. 9.25) sau scade (fig. 9.26) sub anumită valoare prescrisă. După aprinderea becului (depăşirea sau căderea sub valoarea prescrisă), circuitul se rearmează prin apăsarea (închiderea) comutatorului *K*, comutator de tipul „normal deschis“.

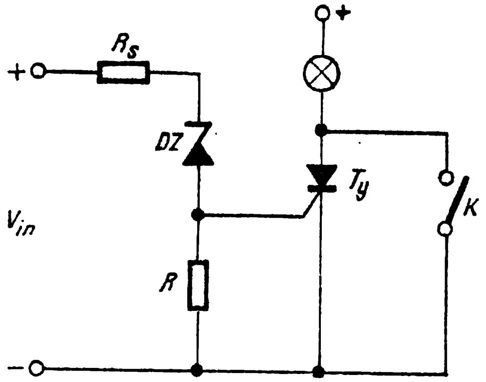


Fig. 9.25. Circuit indicator de supratensiune. Becul se aprinde cînd $V_{int} < V_Z + V_{GT} + I_{GT} \cdot R_S$.

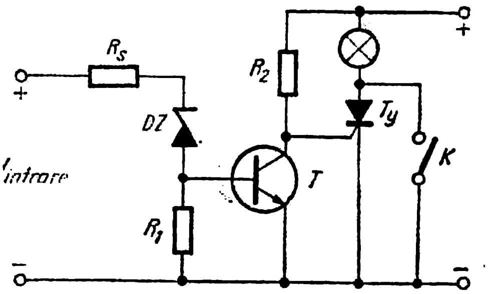


Fig. 9.26. Circuit indicator de subtensiune.

O altă aplicaţie interesantă a diodelor Zener este cea de generator de funcţii. Asemenea montaje şi diagramele de răspuns sînt prezentate în figura 9.27 şi figura 9.28. Forma curbei

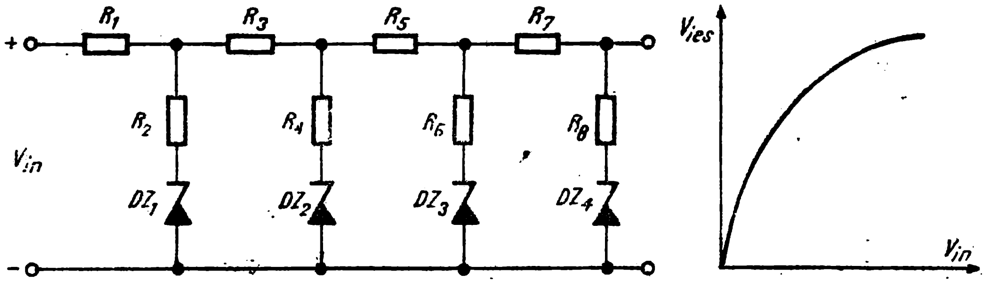


Fig. 9.27. Circuit generator de funcţii şi diagrama de răspuns.

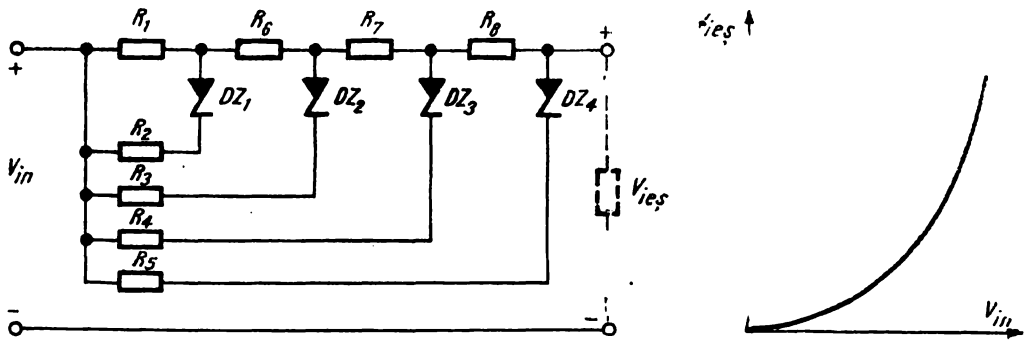


Fig. 9.28. Circuit generator de funcţii şi diagrama de răspuns.

de răspuns depinde de valorile tensiunilor de stabilizare a fiecărei diode Zener în parte, de valorile rezistenţelor şi de intensitatea curentului la ieşire.

DIODE ZENER SPECIALE

Pentru diverse aplicaţii au fost concepute şi puse în fabricaţie diode Zener cu caracteristici deosebite. Dintre acestea cele mai des întîlnite sînt:

Diode Zener termocompensate. Se caracterizează prin aceea că au coeficientul de variaţie a tensiunii stabilizate cu temperatura foarte mică $(\alpha_{VZ} = \pm 10^{-6}\%/^{\circ}C)$, deci prin alimentarea lor cu un curent constant, specificat de fabricant, la bornele lor se obţine o tensiune foarte constantă, independentă de temperatură. Acest lucru se obţine prin compensarea coeficientului de variaţie cu temperatura a unei structuri Zener, cu joncţiuni de diode polarizate în direct. Această construcţie presupune o înrăutăţire a rezistenţei dinamice. De aceea, diodele Zener termocompensate se alimentează dintr-un generator de curent, cum ar fi cel prezentat în figura 9.15. Tensiunea de referinţă, independentă de temperatură, se poate obţine şi din montajul prezentat în figura 9.29, unde *DZ* 1 asigură o tensiune constantă, deci un curent constant prin R_2 şi *DZ* 2 care este Zener termocompensat. În practica de amator aceste montaje sînt deosebit de utile la obţinerea tensiunilor stabile de alimentare a oscilatoarelor, evitînd „fuga" de frecvenţă a acestora datorită abaterii tensiunii de alimentare cu temperatura.

Diode Zener cu anod (catod) comun. Constă din două diode Zener înseriate cu polaritatea în opoziţie (fig. 9.30). Această înseriere se realizează direct din construcţie. Rezistenţa dinamică a acestor componente este mai mare decît a unei diode Zener simple, cu rezistenţa dinamică a unei joncţiuni în direct. Se utilizează în cele mai diverse montaje, în special de curent

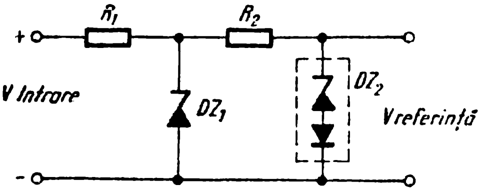


Fig. 9.29. Circuit simplu pentru alimentarea diodei Zener termocompensate (D_{z_2}).

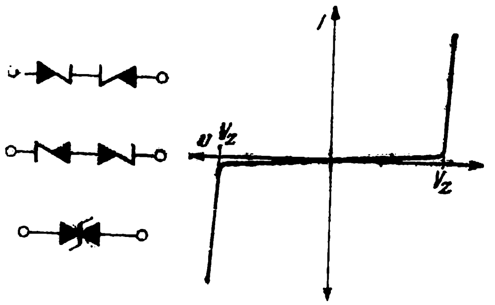


Fig. 9.30. Diode Zener cu catod (anod) comun.

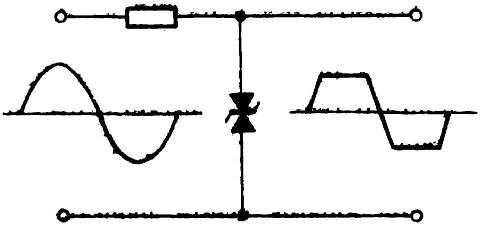


Fig. 9.31. Obținerea semnalelor dreptunghiulare cu diode Zener simetrice.

alternativ. Astfel se pot obține semnale dreptunghiulare din semnal sinusoidal (fig. 9.31). Tot aceste dispozitive se utilizează la limitarea supratensiunilor tranzitorii din secundarul transformatoarelor de rețea (fig. 9.32).

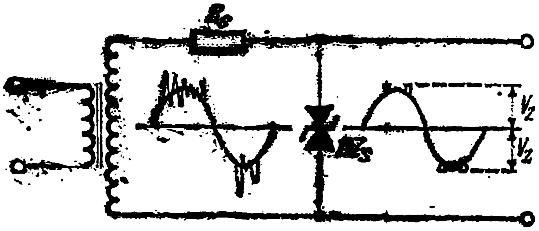


Fig. 9.32. Limitarea supratensiunilor tranzitorii cu diode Zener simetrice.

Diode Zener logaritmice. Se caracterizează prin faptul că alura curbei *U—I* este logaritmică. Se utilizează în special în montaje generatoare de funcții și amplificatoare logaritmice.

Dispozitive stabilizatoare de tensiune termocontrolate. Se caracterizează prin faptul că la o tensiune stabilizată în plaja (5,3—7,2) V au coeficientul de variație a tensiunii stabilizate cu temperatura de (—2,5 ... —6,5) mV/°C. Aceste componente sînt utilizate în special în montajele electronice ce reglează curentul (tensiunea) de încărcare a bateriilor de acumulatoare cu plumb și acid sulfuric, la capacitatea lor nominală și fără riscul sulfatării (pasivării) plăcilor.

În R.S. România au fost puse în fabricație următoarele sorturi de astfel de dispozitive (tabelul 9.II):

Tabelul 9.II

Sort	$V_{ZT}[V]$			$I_{ZT}[mA]$	$R_{ZT}[\Omega]$	$\Delta V_Z[mV/°C]$	
	Nominal	*min.*	*max.*		*maxim*	*min.*	*maxim*
DL5V6A	5,6	5,3	5,9	7,5	75	—2,5	—4
DL5V6B	5,6	5,3	5,9	7,5	75	—3,4	—5.5
DL6V2A	6,2	5,7	6,6	7,5	75	—3	—4,5
DL6V2B	6,2	5,7	6,6	7,5	75	—3,75	—6
DL6V8A	6,8	6,4	7,2	7,5	75	—3,3	—4,8
DL6V8B	6,8	6,4	7,2	7,5	75	—4,4	—6,5

DIODE VARACTOR

Diodele varactor sînt componente cu reactanță variabilă, de unde și denumirea lor: varactor = VARÎable reACTOR, dată de J. UHLÎR, cercetător care și-a concentrat preocupările sale spre concepția și realizarea acestor componente cu aplicații specifice în domeniul microundelor. Sînt utilizate în amplificatoare parametrice, generatoare de armonici (dubloare, triploare etc. de frecvență de ordinul sutelor de MHz), generatoare de impulsuri, amplificatoare cu zgomot redus etc.

DIODE GUNN

Diodele Gunn sînt componente specifice generatoare (oscilatoare) de microunde și funcționează prin efectul GUNN, adică prin apariția de oscilații de foarte înaltă frecvență în semiconductoare omogene, la trecerea unui curent prin acestea. Spre deosebire de diodele IMPATT, necesită tensiuni de alimentare relativ reduse (5—10 V) și pot produce oscilații de pînă la 20—30 GHz la puteri de 10—100 mW, cu posibilitate de acord (varierea frecvenței de oscilație) prin modificarea mecanică a cavității rezonante sau electric, prin varierea curentului ce trece prin diodă.

DIODE IMPATT

Diodele IMPATT au fost cercetate după 1970 și funcționează pe zona de avalanșă a caracteristicii $U—I$ la densități foarte mari de curent, condiții în care produc oscilații în domeniul microundelor de pînă la 100 GHz, cu eficiență (randament) de pînă la 10%. Datorită densităților mari de curent (1—5 A/mm^2) pe zona de avalanșă (V_Z = 70—120 V), la realizarea acestor componente se impun măsuri constructive deosebite pentru eliminarea căldurii formate (radiator interior), rezistență termică joncțiune-capsulă redusă etc.

Sînt utilizate la generatoare de microunde în domeniul 5—100 GHz, generatoare ce sînt înglobate în dispozitive de alarmă, radare pentru controlul circulației, receptoare în telecomunicații, sisteme doppler de navigație aeriană.

În R.S. România, la I.P.R.S. Băneasa au fost puse în fabricație diode IMPATT după cum urmează (tabelul 9.III):

Tabelul 9.III

Tip	*Puterea generată* [*W*]	*Tensiunea de străpungere* [*V*]	*Frecvența* [*GHz*]	*Eficiență* [%]
BX0181Y	0,1	70—90	8—12	3—5
BX0381Y	0,35	60—100	9—11	3—7
BX0391Y	0,35	60—100	9—11	3—7
BX0301Y	0,35	60—100	10—12	3—7
BX0581Y	0,5	60—100	8—10	3—8
BX0591Y	0,5	60—100	9—11	3—8
BX0501Y	0,5	60—100	10—12	3—8

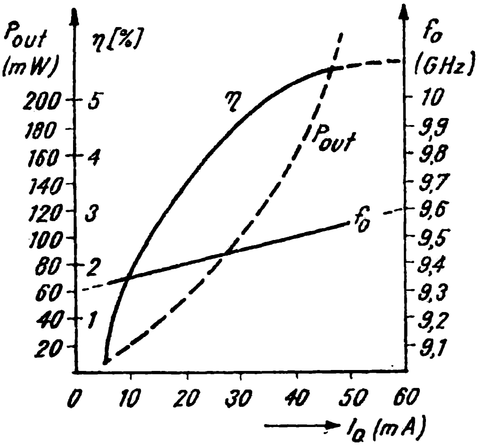


Fig. 9.33. Eficienţa (η), frecvenţa (f_0) şi puterea (P_{out}) generată în undă continuă funcţie de curent (i_0) pentru diodele IMPATT de tip BX0181Y şi BY0182Y.

În figura 9.33 este prezentată diagrama putere (Pont), randament (η) şi frecvenţă (f_0) funcţie de curentul prin dispozitiv (I_0) pentru seria de diode IMPATT de tipul BX0181Y şi BX0182Y.

DIODE SCHOTTKY

Diodele SCHOTTKY se caracterizează prin aceea că au tensiunea de deschidere foarte mică, $V_{FO} = (0{,}1-0{,}3)$ V, şi timpi de comutare mici. De aceea sînt componentele ideale în aplicaţii cum ar fi: mixere echilibrate (chiar la frecvenţe de ordinul sutelor de MHz) cu zgomot redus, convertizoare de înaltă eficienţă, redresoare de tensiune redusă şi înaltă eficienţă etc.

Spre deosebire de alte diode, unde efectul de redresare apare datorită joncţiunii $p-n$, la diodele SCHOTTKY redresarea este realizată la nivelul interferenţei metal/semiconductor, deci sînt diode cu contact metal/semiconductor redresor.

Structura unei diode SCHOTTKY este formată dintr-un substrat de siliciu cu dopare foarte ridicată, substrat ce are funcţia de suport şi are dopare de ordinul (0,001–0,003) $\Omega\cdot$cm în vederea reducerii căderilor ohmice de tensiune pe el. Pe acest substrat se creşte un strat epitaxial de siliciu monocristalin, de acelaşi tip de dopare cu substratul, strat epitaxial ce este dopat mai puţin (0,07–1) $\Omega\cdot$cm, dopare ce va determina tensiunea de blocare (V_R) a diodei. Peste stratul epitaxial se evaporă un strat de metal (Cr, Al, Au etc.), formînd o interfaţă metal/semiconductor cu caracter redresor, a cărei tensiune de deschidere este determinată de metalul utilizat. Spre deosebire de diodele redresoare cu joncţiuni $p-n$ difuzate sau aliate, diodele SCHOTTKY au tensiuni de blocare (V_R) relativ reduse (10–50) V, rezistenţe dinamice relativ mari (de 2–10 ori mai mare ca la diodele cu joncţiuni $p-n$) în favoarea tensiunilor de deschidere (V_{FO}) foarte mici (0,1–0,3) V şi a limitei de frecvenţe ridicate.

Geometria verticală a unei diode SCHOTTKY este prezentată în figura 9.34.

DIODA TUNEL

Dioda tunel a fost concepută şi realizată în anul 1957 de fizicianul ESAKI LEO. Funcţionarea ei are la bază efectul de tunelare la nivelul

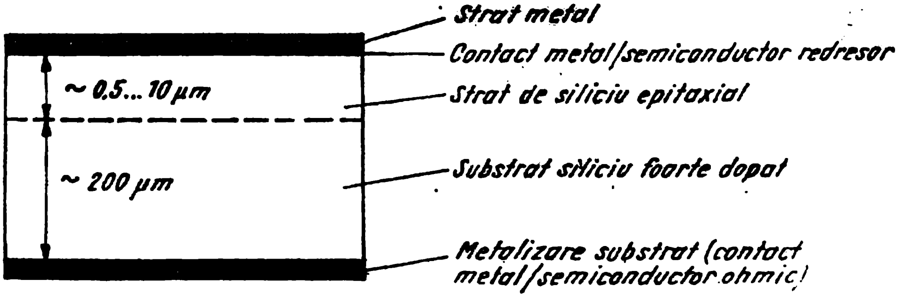

Strat metal
Contact metal/semiconductor redresor
~ 0,5...10 μm
Strat de siliciu epitaxial
~ 200 μm
Substrat siliciu foarte dopat
Metalizare substrat (contact metal/semiconductor ohmic)

Fig. 9.34. Geometria verticală a unei diode SCHOTTKY.

unei joncțiuni *p—n* — cu nivele foarte mari de dopare, efect ce îi conferă o porțiune cu rezistență negativă pe caracteristica *U—I* (fig. 9.35). În montajele electronice, dioda tunel se notează ca în figura 9.36.

Parametrii electrici de bază la aceste diode sînt punctul de vale corespunzător curentului (I_v) și tensiunii (U_v) și punctul de vîrf corespunzător curentului (I_p) și tensiunii (U_p).

Valorificînd porțiunea de rezistență negativă („vîrf-vale"), diodele tunel sînt utilizate în amplificatoare și oscilatoare de microunde — cu lungimi de undă de pînă la 1,5 mm.

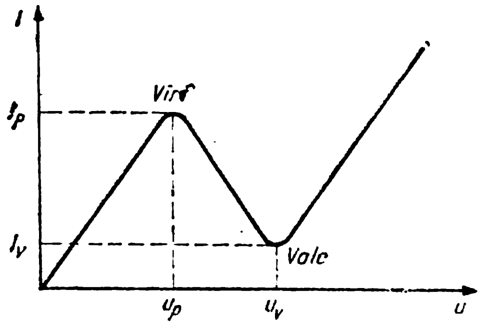


Fig. 9.35. Caracteristica *U—I* a unei diode tunel.

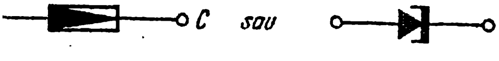


Fig. 9.36. Simbolul diodei tunel.

DIODE PIN

Diodele PIN, au ca element de bază o structură redresoare de siliciu de formă P^+ — Si intrinsec — N^+.

Structurile diodelor PIN se obțin prin difuzia unui dopant de tip *p* (de exemplu bor) și a unui dopant de tip *n* (de exemplu fosfor) pe o față și pe alta a unei plachete de siliciu de tip *p* cu rezistivitate foarte mare (peste 350 Ω·cm), obținîndu-se geometria din figura 9.37.

Datorită geometriei verticale (strat intrinsec subțire), diodele PIN se caracterizează printr-o cădere de tensiune în polarizare directă relativ mică, deci pot funcționa ca redresoare cu eficiență ridicată. Datorită structurii sale deosebite și a timpului de comutare relativ mare, în circuite de înaltă frecvență (peste 1 MHz) efectul de redresare dispare, iar stratul intrinsec de siliciu prezintă o rezistență ohmică variabilă, rezistență a cărei valoare este determi-

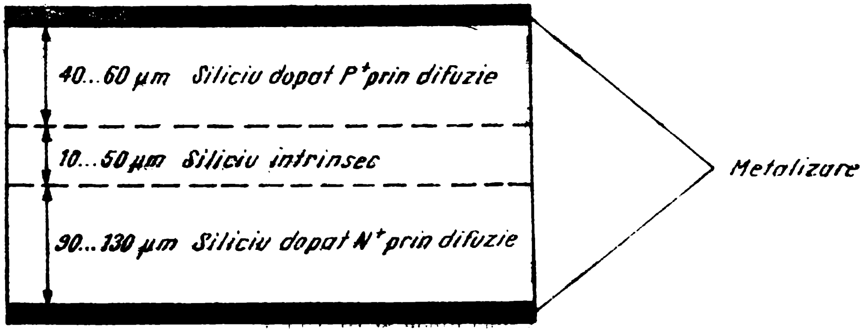

40...60 µm Siliciu dopat P⁺prin difuzie
10...50 µm Siliciu intrinsec
90...130 µm Siliciu dopat N⁺prin difuzie
Metalizare

Fig. 9.37. Geometria verticală a unei structuri de diodă PIN.

nată de intensitatea curentului continuu suprapus ce trece prin dispozitiv. Din această proprietate rezultă aplicația de bază a diodelor PIN, respectiv cea de atenuator comandabil în circuitele amplificatoare de radiofrecvență (1 MHz — 2 GHz).

Schema unui circuit atenuator comandat cu triplet de diode PIN este prezentată în figura 9.38. Comanda se realizează prin aplicarea unui semnal de RAA (reglarea automată a amplificării) pe baza tranzistorului T_1 (BC 170 B). În funcție de mărimea semnalului, curentul de joasă frecvență prin diode crește, respectiv scade, cea ce are drept efect scăderea, respectiv creșterea, rezistenței în radiofrecvență. Rezistența în radiofrecvență a acestor diode variază în plaja 5 Ω — 1,4 k Ω pentru curenți de polarizare de 10 mA — 10 µA.

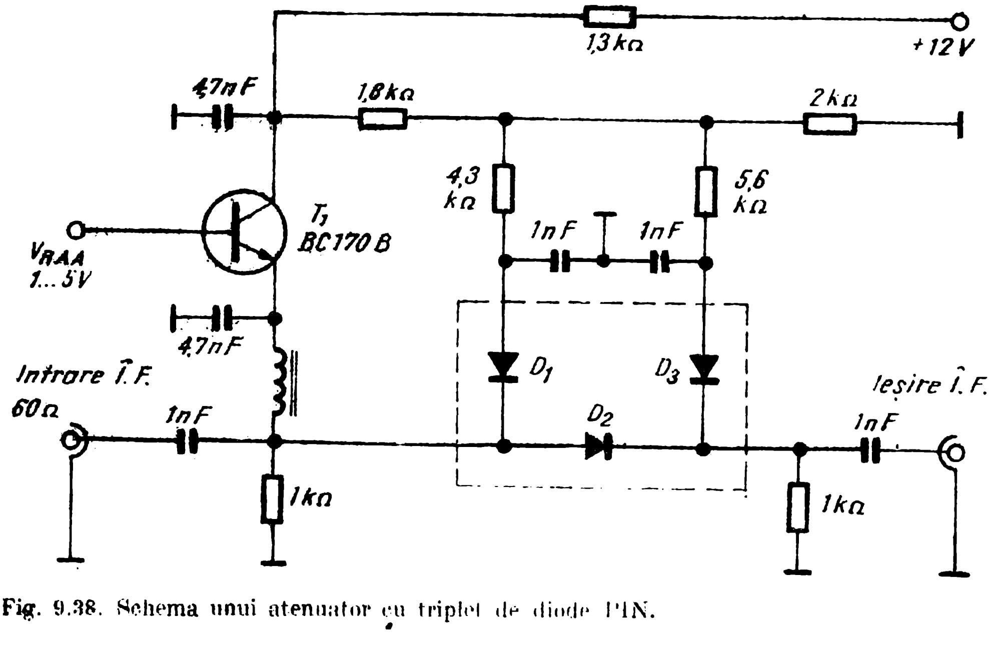

1,3 kΩ
+12 V
47nF
1,8 kΩ
2 kΩ
4,3 kΩ
5,6 kΩ
T1
BC170B
1nF
1nF
VRAA
1...5V
47nF
D1
D3
Intrare Î.F.
60Ω
1nF
D2
Ieșire Î.F.
1nF
1kΩ
1kΩ

Fig. 9.38. Schema unui atenuator cu triplet de diode PIN.

Capitolul 10

TRANZISTOARE BIPOLARE

Ing. **DUMITRU SDRULLA**

INTRODUCERE

Inventarea tranzistorului bipolar (1948) este considerată ca unul din marile evenimente care stau la baza revoluției tehnico-științifice contemporane. Primele tranzistoare comerciale (deceniul 50) au fost realizate folosind germaniul ca material semiconductor. Introducerea tehnologiei planare (1960) specifică siliciului a pus bazele dezvoltării tranzistoarelor și circuitelor integrate actuale.

În momentul de față circuitele integrate domină în numeroase aplicații, care aparțineau înainte tranzistoarelor discrete (mică putere, joasă și medie frecvență, circuite logice). Există însă și domenii unde (din motive tehnice și economice) tranzistoarele discrete continuă și vor continua încă multă vreme să domine piața de componente (aplicații de putere și aplicații de înaltă frecvență).

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv realizat în material semiconductor, având două joncțiuni $p-n$ situate în imediata vecinătate una față de cealaltă, după cum se arată schematic în figura 10.1. Joncțiunea emitor-bază (polarizată în direct) injectează un curent de emitor I_E, care este colectat în cea mai mare parte de joncțiunea colector-bază (polarizată în invers), constituind curentul de colector, acest proces definind efectul de tranzistor Funcționarea tranzistorului *npn* este complet similară, dar se ține cont că se inversează sensul curenților la terminalele emitor, bază, colector. În figura 10.2 se arată o secțiune simplificată printr-o structură reală de tranzistor *pnp*. Se pot identifica elementele

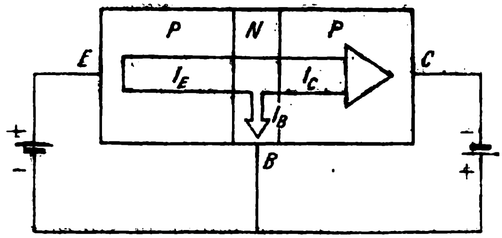


Fig. 10.1. Reprezentarea schematică a structurii unui tranzistor *pnp* și a curenților I_C, I_E, I_B.

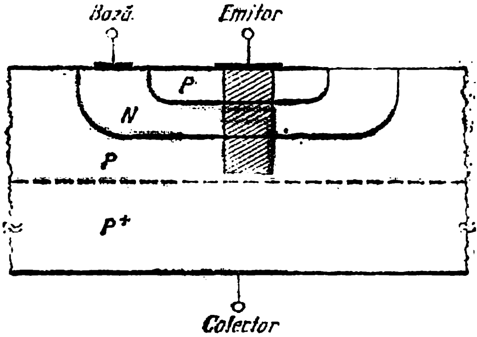


Fig. 10.2. Secțiune de principiu printr-un tranzistor pnp planar-epitaxial.

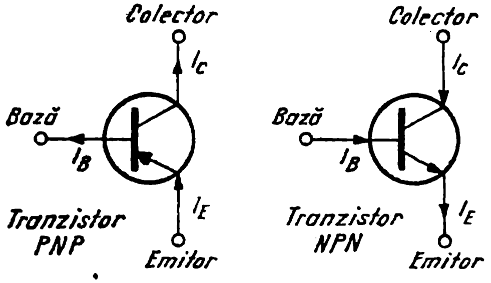


Fig. 10.3. Reprezentarea tranzistorului ca element de circuit și sensurile reale pentru curenți.

din figura 10.1 (porțiunea hașurată) și se poate observa cum zonele de bază, emitor și colector ajung la suprafața plană a structurii, ceea ce definește procesul planar.

Reprezentarea simbolică a tranzistoarelor bipolare se arată în figura 10.3 împreună cu sensurile curenților prin tranzistor la polarizare normală.

Tranzistoarele bipolare pot fi clasificate după mai multe criterii, cele mai utilizate fiind puterea disipată și frecvența de lucru.

A. Clasificarea tranzistoarelor bipolare după puterea disipată.

1. *Tranzistoare de mică putere.* Sînt tranzistoare incapsulate în plastic sau metal și nu sînt destinate montării pe radiator. Rezistența termică joncțiune-capsulă, la aceste tranzistoare este mai mare decît 15°C/W. În figura 10.4 sînt prezentate capsulele tranzistoarelor de mică putere produse în țară cu modul de dispunere a terminalelor.

2. *Tranzistoare de putere.* Sînt tranzistoare incapsulate în plastic sau metal și sînt destinate pentru montarea pe radiator. Rezistența termică

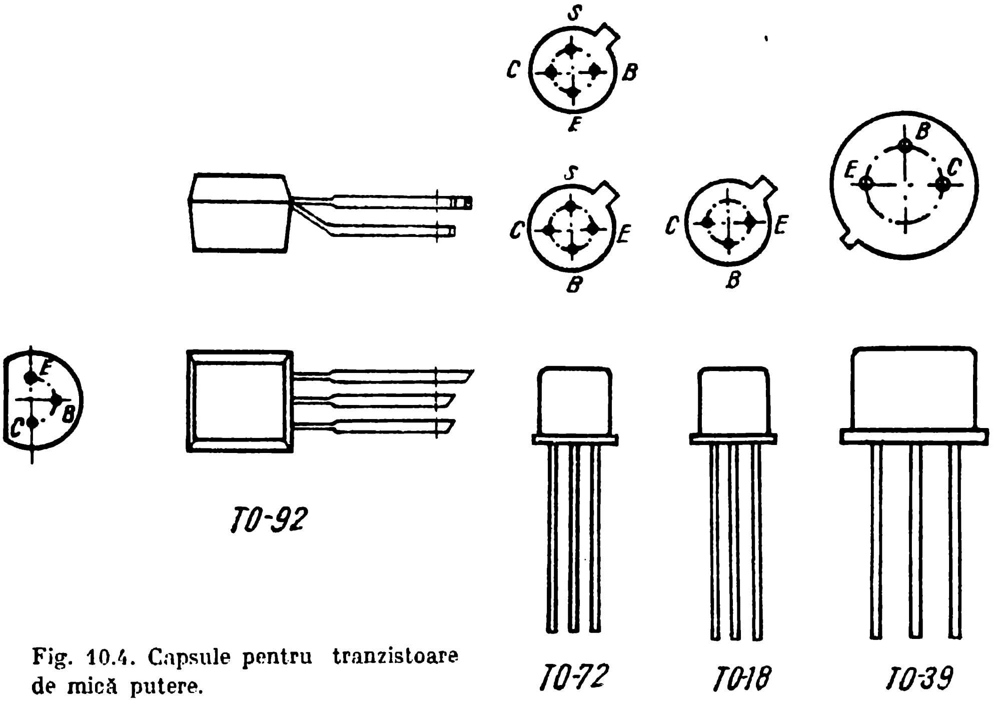


Fig. 10.4. Capsule pentru tranzistoare de mică putere.

joncţiune-capsulă la aceste tranzistoare este mai mică de 15° C/W. În figura 10.5 sînt prezentate capsulele tranzistoarelor bipolare de putere produse în ţară.

B. Clasificarea tranzistoarelor bipolare după frecvenţa de lucru.

1. *Tranzistoare de joasă frecvenţă.* Sînt tranzistoare destinate utilizării pînă la frecvenţa de circa 100 kHz, în circuite audio şi de control al puterii.

2. *Tranzistoare de înaltă frecvenţă*, destinate aplicaţiilor la frecvenţe peste 100 kHz, cum ar fi domeniul radio-Tv şi circuite de microunde şi circuite de comutaţie.

PRINCIPALII PARAMETRI AI TRANZISTOARELOR BIPOLARE

Aplicaţia căreia îi este destinat tranzistorul impune şi parametrii electrici sau termici care trebuie luaţi în considerare.

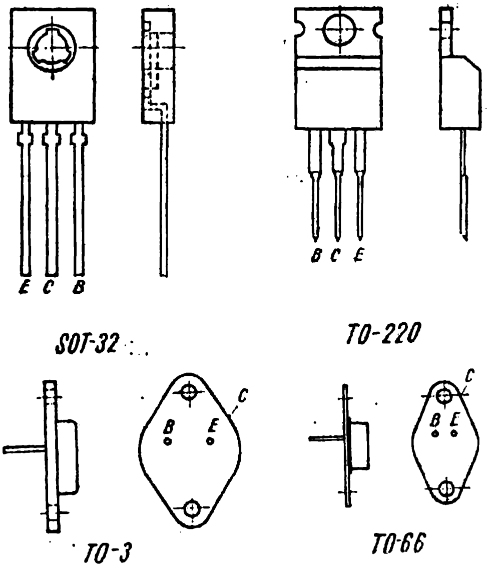


Fig. 10.5. Capsule pentru tranzistoare de putere.

Foile de catalog grupează parametrii tranzistoarelor astfel:

A. Valori maxime absolute. Sînt valori care nu trebuie depăşite în timpul funcţionării montajului, deoarece pot produce defectarea tranzistorului. De regulă în această grupă apar:

— Tensiunile maxime între terminale: V_{CBO}, V_{CEO}, V_{EBO}

— Curentul maxim de colector şi de bază: I_{CM}, I_{BM}

— Puterea maximă disipată: P_{tot}

— Temperatura maximă a joncţiunii: T_{jM}

O regulă practică utilă recomandă încărcarea tranzistorului la cel mult 0,75 din valorile de catalog ale acestor parametri. Trebuie menţionat că timpul mediu de funcţionare creşte cu ordine de mărime dacă puterea totală disipată de dispozitiv se înjumătăţeşte.

B. Caracteristici electrice. Sînt trecute aici valorile parametrilor electrici care „definesc“ tranzistorul ca realizare şi ca destinaţii. Caracteristice electrice pot fi:

1. *Caracteristici electrice statice* — se definesc în curent continuu şi se folosesc la alegerea punctului static de funcţionare al tranzistorului.

La rîndul lor, caracteristicile electrice statice pot fi împărţite în:

a. *caracteristici de blocare* — se definesc aici parametrii specifici stării de blocare a tranzistorului. Aceştia sînt:

— $V_{(BR)CBO}$ — I_{CBO}. Joncţiunea bază-colector este polarizată în invers, iar emitorul este în gol.

— $V_{(BR)CER}$ — I_{CER}. Joncţiunea bază colector este polarizată invers, iar între emitor și bază este conectată o rezistență de valoare specificată.

— $V_{(BR)CEO}$ — I_{CEO}. Baza se află în gol, iar între colector și emitor se aplică o tensiune cu polaritatea astfel aleasă încît joncțiunea bază-colector să fie polarizată invers.

— $V_{(BR)EBO}$ — I_{EBO}. Joncțiunea emitor bază este polarizată invers, iar colectorul este în gol.

— $V_{(BR)CEX}$ — I_{CEX}. Joncțiunile bază-colector și emitor-bază sînt polarizate invers.

— $V_{(BR)CES}$ — I_{CES}. Joncțiunea colector-bază este polarizată invers iar emitorul scurtcircuitat la bază.

Figura 10.6 prezintă caracteristicile curent-tensiune enumerate mai sus.

De reținut:

- Cea mai mare tensiune „suportată“ de un tranzistor este V_{CBO}, care este de cele mai multe ori egală cu V_{CES} ($V_{CES} \leqslant V_{CBO}$).
- Cel mai mare curent rezidual este $I_{CEO} \approx h_{FE} \cdot I_{CBO}$ și care se dublează la creșterea temperaturii cu aproximativ 7°C.

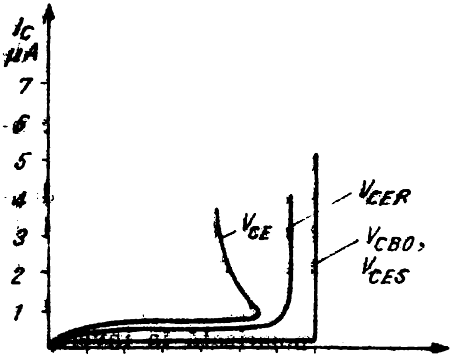


Fig. 10.6. Tensiunile de străpungere ale tranzistorului bipolar.

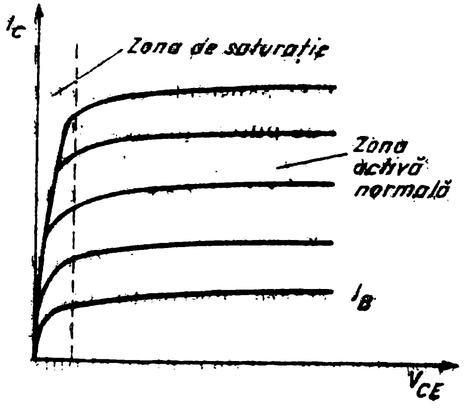


Fig. 10.7. Caracteristicile de ieșire I_C, V_{CE} cu I_B ca parametru.

b. *caracteristici de conducție* — se definesc aici parametrii specifici stării de conducție a tranzistorului. Acești parametri pot caracteriza zona activă normală de funcționare sau zona de saturație. Figura 10.7 prezintă caracteristicile de ieșire curent de colector-tensiune colector emitor cu curentul de bază ca parametru.

Parametrii ce caracterizează zona activă normală sînt:

— h_{FE} — cîștigul static în curent. Se definește ca raportul dintre curentul de colector și curentul de bază la o tensiune colector-emitor dată ($h_{FE} = I_C/I_B$). O variație tipică a acestui parametru cu curentul și temperatura apare în figura 10.8.

— V_{BE} *on* — tensiunea bază-emitor necesară obținerii curentului de colector dorit la o tensiune colector-emitor dată. Curentul de colector variază exponențial cu tensiunea bază-emitor $I_C \sim \exp(V_{BE}/V_T)$ unde $V_T = 0{,}026$ V. Pentru tranzistoare cu siliciu (*pnp* sau *npn*) tensiunea de deschidere V_{BE} *on* tipică este de 0,65 V.

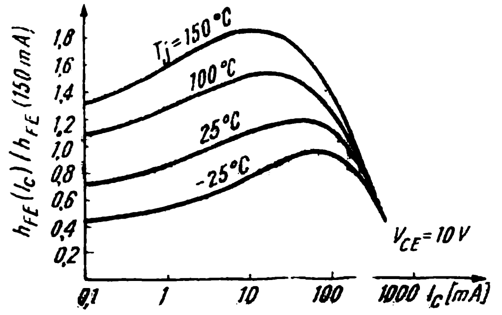


Fig. 10.8. Dependența de temperatură și de intensitatea curentului de colector la un tranzistor *npn* de mică putere.

Parametrii ce caracterizează zona de saturație a caracteristicilor de ieșire ale tranzistoarelor bipolare sînt:

— $V_{CE\ sat}$ — tensiunea colector-emitor ce apare pe un tranzistor pentru un raport al curenților de colector și de bază I_C/I_B mai mic decît cîștigul static în curent al tranzistorului la acel curent de colector.

Pentru obținerea unor tensiuni $V_{CE\ sat}$ cît mai mici, curentul de bază de deschidere trebuie să fie cît mai mare. Vom vedea însă, la definirea timpilor de comutație, că aceasta conduce la un timp de stocare mai mare.

— $V_{BE\ sat}$ — tensiunea bază-emitor ce apare pe tranzistor la un raport al curenților de colector și de bază I_C/I_B corespunzător zonei de saturație a caracteristicilor de ieșire. Specificațiile de catalog limitează superior acest parametru astfel încît, pentru comanda tranzistorului în saturație, să nu fie necesară o tensiune prea mare.

c. Caracteristici de semnal mic — se definesc aici parametrii specifici funcționării în curent alternativ, la nivele de semnal ce nu depășesc 26 mV. Spațiul acestei cărți nu ne permite o prezentare detaliată a tuturor acestor parametri. Ne vom limita aici la a spune că:

— tranzistorul poate fi privit ca un cuadripol. Relațiile între mărimile de intrare și de ieșire ale cuadripolului permit definirea parametrilor de cuadripol în conexiunea dorită (emitor comun — *EC*, bază comună — *BC*, colector comun — *CC*, conform figurii 10.9).

În figura 10.10 se prezintă condițiile de măsură a parametrilor „*h*" și „*y*" precum și relațiile de definiție corespunzătoare.

Parametrii „*h*" se utilizează îndeosebi la frecvență joasă (audio), domeniu în care ei au valori reale (partea imaginară este neglijabilă). Pentru tranzistoare de mică putere, folosite la frecvențe audio (de exemplu BC 170—174, BC 250—256), se pot utiliza

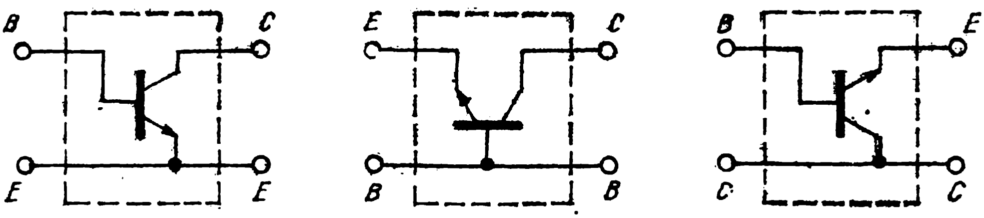
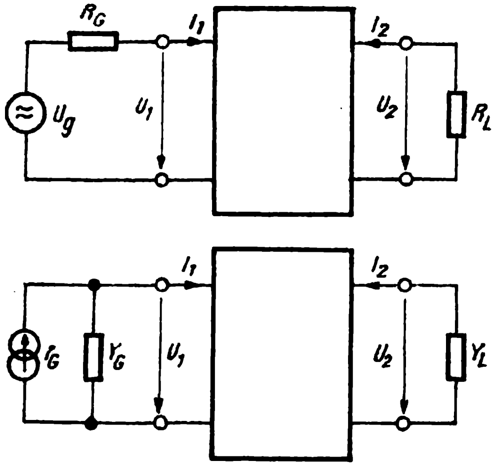


Fig. 10.9. Cele trei conexiuni (*EC*, *BC*, *CC*) ale tranzistorului bipolar.



$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2$ $\quad$ $I_1 = Y_{11} U_1 + Y_{12} U_2$

$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2$ $\quad$ $I_2 = Y_{21} U_1 + Y_{22} U_2$

Fig. 10.10. Definirea parametrilor „h" și „y" pentru un cuadripol.

următoarele formule simplificate (conexiunea emitor comun):

$h_{11e} = h_{21e} \cdot \frac{26}{I_c}$ [Ω], unde I_c se ia în [mA]

$h_{21e} \approx 1,2\ h_{FE}$

$h_{12e} \approx 1 - 5 \cdot 10^{-4}$

$h_{22e} \approx 10 - 100\ (\text{M}\Omega)^{-1}$

Parametrii „y" se folosesc în domeniul radiofrecvenței incluzînd și capacitățile interne ale dispozitivului.

În continuare se definesc relațiile de calcul pentru principalii parametri ai cuadripolului în funcție de parametrii h, respectiv y (vor fi folosite notațiile din figura 10.10):

a. Amplificarea de curent

$$Ai = \frac{I_2}{I^1} = \frac{R_{21}}{1 + R_l h_{22}}$$

$$Ai = \frac{Y_{21} Y_L}{Y_{11}(y_{22} + Y_1) - y_{12} y_{21}}$$

b. Amplificare în tensiune

$$Au = \frac{U_2}{U_1} = $$

$$= \frac{-h_{21} R_L}{h_{11}(1 + R_L h_{22}) - h_{12} h_{21} R_L}$$

$$Au = \frac{-y_{21}}{y_{22} + Y_L}$$

c. Rezistența (respectiv admitanța) de intrare

$$r_{in} = \frac{U_1}{I_1} = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21} R_L}{1 - R_L h_{22}}$$

$$y_{in} = y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + Y_L}$$

d. Conductanța (admitanța) de ieșire

$$g_{out} = \frac{I_2}{U_2} = h_{22} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} \cdot R_G}$$

$$Y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{11} + Y_G}$$

Pentru frecvențe foarte mari, unde modelele cu constante concentrate își pierd valabilitatea, se utilizează parametrii „S". Descrierea lor depășește însă cadrul cărții de față.

Cel mai familiar parametru de semnal mic este cîștigul dinamic în curent — h_{21e}. Se definește ca raportul între variațiile curentului de colector și ale curentului de bază la o tensiune colector-emitor dată și la un curent de colector dat, în conexiune emitor-comun. La frecvențe joase, de ordinul kilohertzilor, h_{21e} are aceeași variație cu curentul de colector ca și h_{FE}, între ele fiind valabilă relația $h_{21e} \approx 1,2\ h_{FE}$.

Variația cu frecvența a lui h_{21e}, prezentată în figura 10.11 permite definirea a doi parametri foarte des utili-

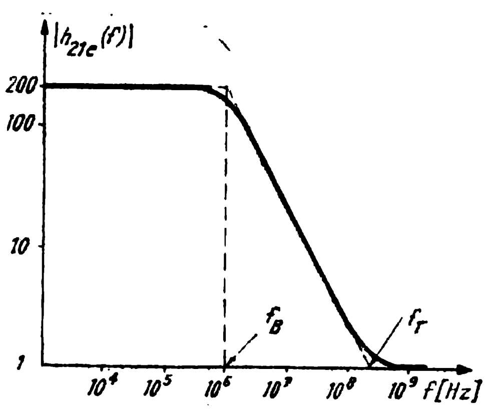


Fig. 10.11. Dependența de frecvență a modulului mărimii h_{21e}.

zați în analiza schemelor de radio frecvență și anume:

— f_B — frecvența la care cîștigul dinamic în curent h_{21e} ajunge la valoarea 0,707 din valoarea la 1 kHz.

— La frecvențe mai mari decît f_B, cu o foarte bună aproximație se poate considera că între cîștigul dinamic în curent și frecvența de lucru există relația $h_{21e} \cdot f = f_T$. (f_T = frecvență de tăiere).

Un alt parametru dinamic important este factorul de zgomot, care definește contribuția tranzistorului, folosit într-un montaj de amplificare, la zgomotul total de la ieșirea amplificatorului.

Figura 10.12 prezintă o variație tipică a factorului de zgomot pe un domeniu larg de frecvențe. Se poate observa o variație a factorului de zgomot la frecvențe joase, proporțională cu $1/f$, un palier ce se apropie de frecvența de tăiere și o creștere la frecvențe înalte proporțională cu f^2.

La frecvențe înalte factorul de zgomot minim nu se obține concomitent cu un cîștig în putere maxim.

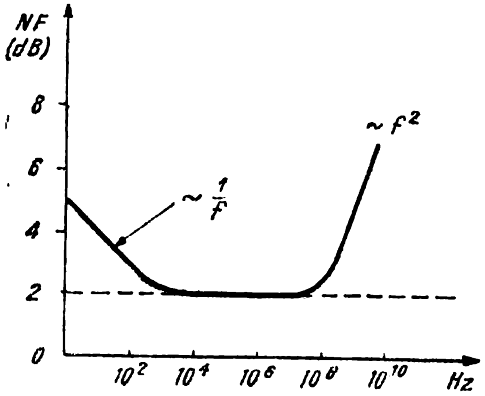


Fig. 10.12. Dependența tipică de frecvență a factorului de zgomot pentru un tranzistor bipolar.

d) *Caracteristici de comutație*

Parametrii caracteristici comutației sint definiți în figura 10.13.

Sint de reținut:

t_d — timpul de întîrziere
t_r — timpul de creștere
t_s — timpul de stocare
t_f — timpul de cădere

Un tranzistor de comutație trebuie să satisfacă următoarele cerințe:

— timp de viață al purtătorilor de sarcină cît mai redus (se realizează tehnologic prin dopare cu aur);

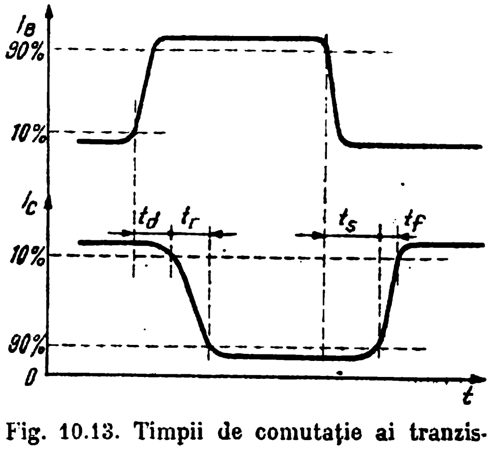


Fig. 10.13. Timpii de comutație ai tranzistorului bipolar.

— tensiunea de saturație $V_{CE\ sat}$ cît mai mică;

— f_T cît mai mare;

— capacități de intrare și de ieșire cît mai mici.

e) *Caracteristici termice:* Puterea disipată în tranzistor, în special pe joncțiunea bază-colector, trebuie evacuată în exterior (vezi și capitolul „Disipația căldurii"). Parametrul care ia în considerare acest fenomen este rezistența termică, definită ca variația temperaturii joncțiunii față de o temperatură de referință la o putere aplicată tranzistorului

$$R_{th} = \frac{T_j - T_r}{P_{tot}}$$

Răcirea forțată (menținerea capsulei la o temperatură dată) permite disiparea unor puteri mult mai mari față de cazul în care tranzistorul disipă în aer ceea ce în foaia de catalog se traduce prin aceea că $R_{th\,j-c} \ll R_{th\,j-a}$ unde:

$R_{th\,j-a}$ — rezistența termică joncțiune-ambiant ($T_r = T_{amb}$)

$R_{th\,j-c}$ — rezistența termică joncțiune-capsulă ($T_r = T_{capsulă}$).

MONTAJE CU TRANZISTOARE

Din multitudinea circuitelor electronice cu tranzistoare am ales 11 exemple, insistînd asupra montajelor audio, mai ușor de înțeles și executat de către începători. Toate tranzistoarele folosite sînt în fabricație sau în curs de asimilare la I.P.R.S.-Băneasa.

Amplificator de mică putere, de uz general

Circuitul din figura 10.14 este format din două etaje de amplificare cuplate direct. Două bucle de reacție negativă și de curent continuu — una între colectorul lui T_2 și emitorul lui T_1, cealaltă între emitorul lui T_2 și baza lui T_1 —, stabilizează punctele de funcționare ale tranzistoarelor față de variațiile tensiunii de alimentare, variațiile temperaturii și față de dispersia parametrilor tranzistoarelor.

Amplificarea de tensiune este dată, în principal, de parametrii rețelei de reacție dintre colectorul lui T_2 și emitorul lui T_1, fiind astfel foarte stabilă. Tabelul 10.I precizează dependența amplificării de tensiune și a impedanței de intrare de valorile R_1 și R_2 ale rezistoarelor din rețeaua de reacție. Folosirea reacției negative duce la obținerea unor distorsiuni foarte mici. Curentul continuu absorbit de amplificator este de circa 3 mA. Rezistența de ieșire este de aproximativ 1 kΩ. Alegerea capacitorului de ieșire este în funcție de rezistența de intrare a etajului următor.

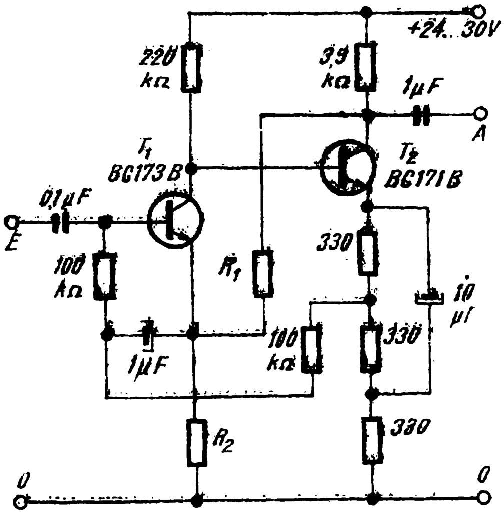


Fig. 10.14. Amplificator de mică putere, de uz general.

Tabelul 10.1

R_1 [kΩ]	R_2 [kΩ]	A_u —	Z_i [MΩ]
39	3.9	10	2
47	2,2	20	1
100	1.8	50	0,35
100	0,91	100	0,2

Performanțe similare pot fi obținute și folosind tranzistoare *pnp* (BC 253 B pentru T_1 și BC 251 B pentru T_2), fiind însă necesar să se inverseze polaritatea sursei de alimentare și a capacitoarelor electrolitice.

Preamplificator de picup, cu egalizare și filtre de zgomot

De multe ori este nevoie de amplificatoare care să fie neliniare în frecvență. Un asemenea exemplu este întîlnit la amplificatoarele folosite pentru redarea înregistrărilor de pe discuri. Pe disc, pentru economie de spațiu, frecvențele mai joase sînt înregistrate cu amplitudine mai mică decît frecvențele înalte. Pentru redarea acestei înregistrări, e nevoie de „refacerea echilibrului" între frecvențele joase și cele înalte. Figura 10.15 prezintă variația cu frecvența a amplitudinii semnalelor la înregistrare (a) și redare (b). Preamplificatorul prezentat în figura 10.16 este format din

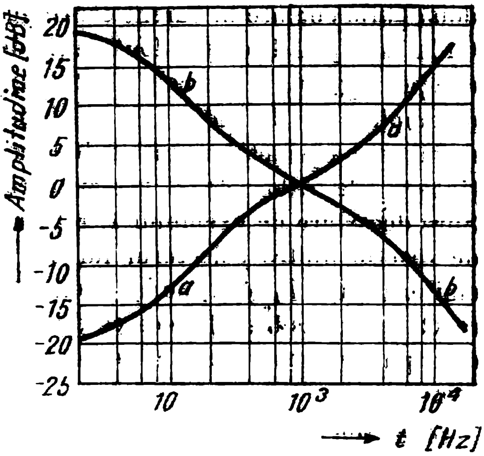


Fig. 10.15. Variația cu frecvența a amplitudinii semnalelor la înregistrare pe disc (a) și variația necesară la redare (b).

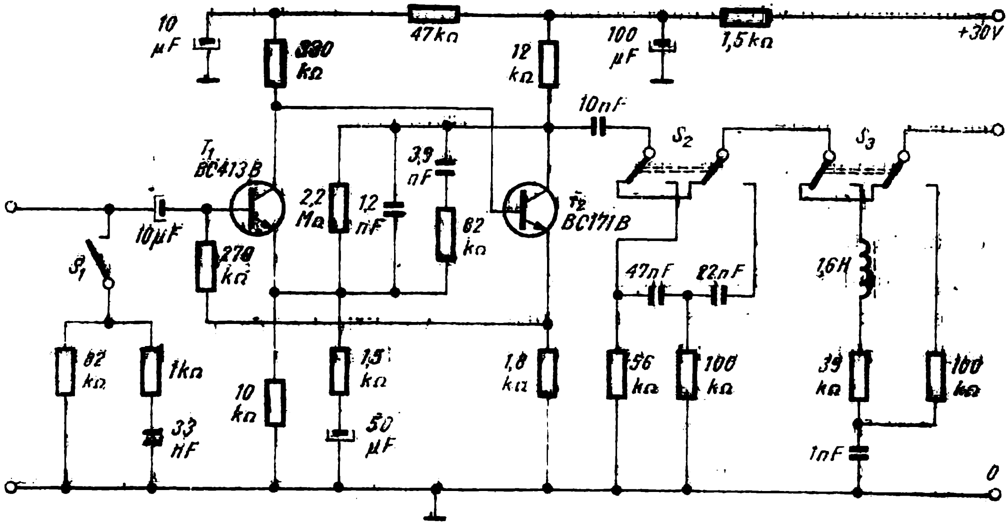

10 µF
330 kΩ
47kΩ
12 kΩ
100 µF
1,5kΩ
+30V
10nF
S_2
S_3
T_1 BC413B
3,9 nF
2,2 MΩ
1,2 nF
82 kΩ
T_2 BC171B
10µF
S_1
270 kΩ
47nF
22nF
1,6H
82 kΩ
1kΩ
33 nF
10 kΩ
1,5 kΩ
50 µF
1,8 kΩ
56 kΩ
100 kΩ
39 kΩ
100 kΩ
1nF
0

Fig. 10.16. Preamplificator de picup, cu egalizare și filtre de zgomot.

două etaje cuplate în curent continuu. Ca la exemplul 1, există două bucle de reacție negativă între cele două etaje de amplificare, ducînd la o foarte bună stabilitate a punctelor statice de funcționare ale celor două tranzistoare. Spre deosebire de exemplul 1, rețeaua de reacție dintre colectorul lui T_2 și emitorul lui T_1 conține și elemente reactive (capacitoare), ceea ce duce la o amplificare mai mare a frecvențelor joase.

Sursa de semnal poate fi o doză magnetică sau o doză piezoceramică. Datorită diferențelor existente între cele două surse de semnal, la intrarea preamplificatorului a fost prevăzut comutatorul S_1. Poziția „închis" corespunde folosirii dozei piezoceramice, iar poziția „deschis" corespunde folosirii dozei magnetice. Comutatorul S_2 introduce în circuit un filtru „trece sus" care atenuează frecvențele mai mici ca 30 Hz. În acest domeniu de frecvență apare un semnal de zgomot datorită neuniformității vitezei de rotație a platanului, deficiență care este caracteristică tuturor picupurilor, cu excepția celor de calitate.

Comutatorul S_3 introduce în circuit un filtru *LC*, care rejectează zgomotul de înaltă frecvență.

Zgomotul propriu al amplificatorului este extrem de redus, deoarece primul tranzistor, BC 413 B, este special conceput pentru asemenea aplicații, avînd un factor de zgomot foarte mic.

Amplificarea de tensiune este de circa 50 la 1 kHz, iar rezistența de ieșire a circuitului este de ordinul 1—5kΩ, ceea ce face necesar ca etajele de amplificare ce urmează să nu aibă rezistența de intrare mai mică decît 50Ω.

Preamplificator cu corecție de ton și reglare a volumului

Rețeaua de corecție de ton are o impedanță de intrare relativ mică; de aceea, la intrarea montajului este prevăzut un tranzistor cu rolul de a mări impedanța de intrare (fig. 10.17). Rețeaua de corecție de ton este conectată în emitorul tranzistorului de intrare și conține potențiometrul P_1 pentru reglaj frecvențe joase, potențiometrul P_2 pentru reglaj frecvențe înalte și potențiometrul P_3 pentru reglajul volumului.

Etajul de ieșire este necesar pentru a mări din nou nivelul semnalului atenuat de rețeaua de corecție de ton. Cu volumul la maxim, amplificarea globală de tensiune a montajului este de 2.

Atît tranzistorul T_1 cît și T_2 au rezistențele de emitor nedecuplate, ceea ce le mărește impedanța de intrare și reduce factorul de distorsiuni.

Curentul absorbit de montaj este de aproximativ 7 mA; impedanța de intrare este de circa 100 k Ω, iar impedanța de ieșire de aproximativ 5 k Ω.

Dacă montajul este comandat de circuitul descris la exemplul 2, capacitorul de intrare poate să lipsească.

Amplificator de mică putere, cu tranzistoare complementare

În figura 10.18 este prezentat un amplificator simplu, de mică putere, cu ieșirea pe tranzistoare complementare, în clasă B. Funcționarea statică a amplificatorului este stabilizată prin apli-

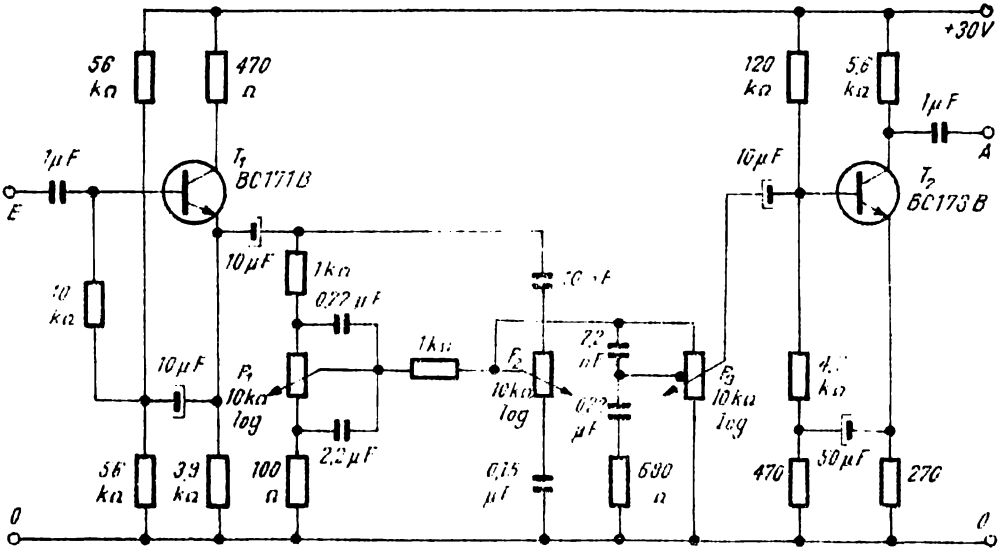

+30V
56 kΩ
470 Ω
1μF
E
T1
BC171B
10μF
1kΩ
0,22μF
10 kΩ
10μF
P1
10kΩ
log
2,2μF
56 kΩ
3,9 kΩ
100 Ω
0
1kΩ
P2
10kΩ
log
0,15 μF
2,2 nF
0,22 μF
680 Ω
P3
10kΩ
log
120 kΩ
5,6 kΩ
1μF
A
10μF
T2
BC173B
4,7 kΩ
470
50μF
270
0

Fig. 10.17. Preamplificator cu corecție de ton și reglaj de volum.

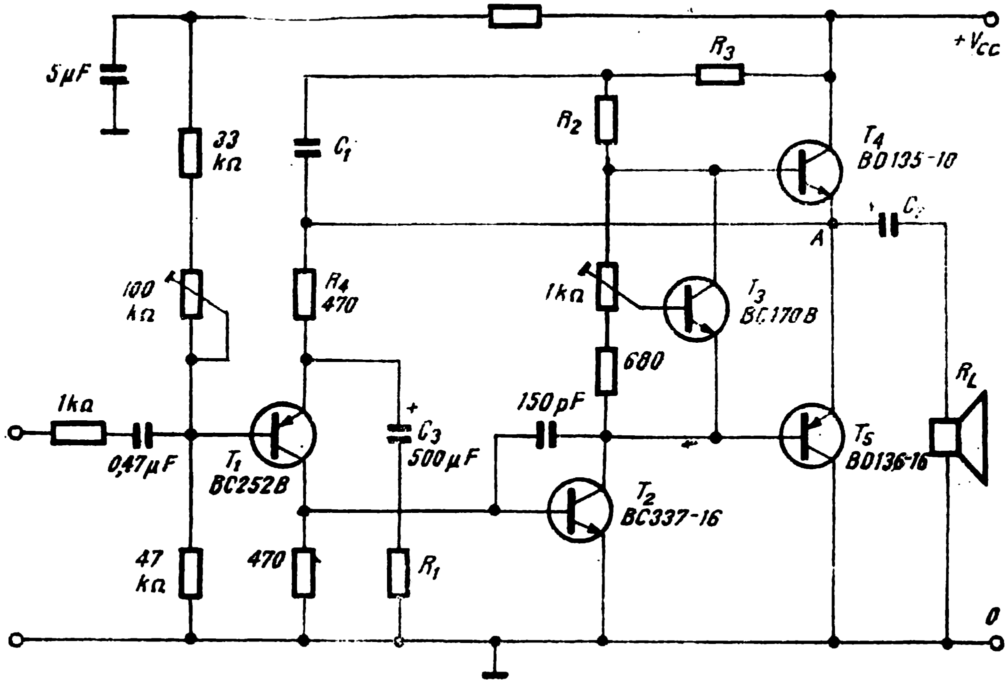

5μF
33 kΩ
C1
R3
R2
T4
BD135-10
+Vcc
C2
A
100 kΩ
R4
470
1kΩ
T3
BC170B
680
1kΩ
0,47μF
T1
BC252B
+
C3
500μF
150pF
T2
BC337-16
T5
BD136-16
RL
47 kΩ
470
R1
0

Fig. 10.18. Amplificator cu tranzistoare complementare.

carea unei reacții ieșire-intrare, prin intermediul rezistorului R_4. Grupul C_3, R_1 este prevăzut pentru a reduce efectul reacției negative, în curent alternativ, la valoarea necesară.

Etajul de intrare este echipat cu tranzistorul T_1, (pnp) care „atacă“ etajul prefinal, prevăzut cu tranzistorul T_2. Pentru a obține un factor de distorsiuni redus este recomandabil ca tranzistoarele finale să fie deschise chiar în absența semnalului de ieșire. Tranzistorul T_3, în montaj „superdiodă“, servește la prepolarizarea etajului final, menținînd diferența de potențial dintre bazele tranzistoarelor T_4 și T_5 la o valoare de aproximativ 1,2—1,3 V $(2 \cdot V_{BE})$.

Montajul „superdiodă“ (sau „diodă multiplicată“) este format din dipolul prezentat în figura 10.19. Dacă se neglijează curentul de bază în comparație cu curentul care trece prin rezistoarele R_1 și R_2) tensiunea la bornele dipolului va fi: $V_1 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{BE}$.

Ajustarea prepolarizării etajului final se execută prin intermediul potențiometrului de 1 kΩ. Se intercalează un miliampermetru în colectorul tranzistorului T_4 și se reglează potențiometrul pînă la obținerea unui curent de 15—20 mA.

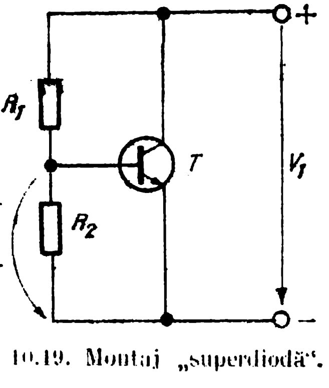


Fig. 10.19. Montaj „superdiodă“.

Potențiometrul de 100 kΩ servește la ajustarea potențialului din punctul A. Pentru a asigura o excursie egală de tensiune pentru ambele semialternanțe ale semnalului, se recomandă ca potențialul punctului A să fie fixat la valoarea 1/2 V_{cc}, unde V_{cc} este valoarea tensiunii de alimentare.

Rezistorul de 1 kΩ de la intrare și capacitorul de 150 pF dintre baza și colectorul tranzistorului T_2 împiedică apariția unor oscilații de frecvență înaltă.

Dacă notăm cu R_L rezistența de sarcină (impedanța difuzorului) și considerăm că tensiunea de saturație a tranzistoarelor finale este de circa 0,7 V, puterea maximă de ieșire este dată de cea mai mică dintre următoarele valori:

$$P_{out} = \frac{(V_{cc} - 1{,}4\ \mathrm{V})^2}{8R_L};$$

$$P_{out} = 0{,}5\, I_{CM}^2 R_L;$$

unde I_{CM} este curentul maxim repetitiv al tranzistoarelor de ieșire.

Trebuie însă făcută recomandarea de a nu se depăși un curent de colector de 0,6—0,8 I_{CM} la tranzistoarele finale; în caz contrar crește foarte mult curentul de intrare, de curent alternativ, al etajului final (cîștigul de curent al tranzistoarelor finale are o scădere drastică pentru curenți apropiați de I_{CM}).

Tensiunea de intrare nu trebuie să depășească 0,1 V. Impedanța de intrare a amplificatorului este de circa 20 k Ω, iar factorul de distorsiuni, la putere maximă de ieșire, este mai mic de 1%.

Tabelul 10.II precizează valorile necesare ale componentelor pentru diferite valori ale tensiunii V_{cc} și ale impedanței de sarcină.

Tabelul 10.II

	$R_L[\Omega]$	$V_{CC} = 6\ V$	$V_{cc} = 9\ V$	$V_{cc} = 12\ V$
$R_1\ [\Omega]$	4	27	15	—
	8	27	15	10
	16	—	15	10
$R_2 = R_3\,[\Omega]$	4	47	47	—
	8	100	100	100
	16	—	220	220
C_1 [uF]	4	100	100	—
	8	50	50	50
	16	—	25	25
C_2 [uF]	4	1 000	1 000	—
	8	500	500	500
	16	—	—	250

Puterea maximă obtenabilă în funcție de impedanța de sarcină și de tensiunea de alimentare este precizată în tabelul 10.III:

Tabelul 10.III

$R_L[\Omega]$	$V_{cc} = 6V$	$V_{cc} = 9V$	$V_{cc} = 12V$
4	0,6 W	1,5 W	—
8	0,36 W	0,95 W	1,7 W
16	—	0,48 W	0,87 W

Obținerea acestor puteri nu necesită montarea tranzistoarelor finale pe radiator; totuși realizarea unor mici radiatoare individuale va crește durata medie de viață a tranzistoarelor finale, respectiv a amplificatorului.

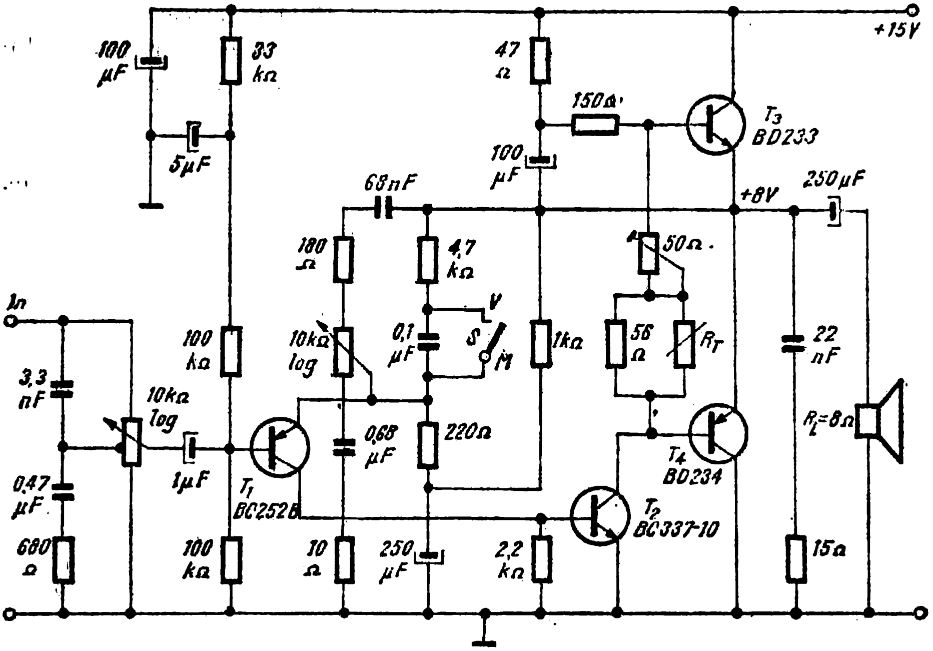
Amplificator în clasă B de 2 W, cu tranzistoare complementare

Principalele caracteristici ale amplificatorului prezentat în figura 10.20 sînt apropiate de cele descrise la exemplele precedente. Ne vom mărgini să spunem că:

— în rețeaua de reacție negativă a fost prevăzut comutatorul *S* ale cărui poziții sînt: închis (vorbire) caz în care frecvențele medii sînt amplificate mai mult; deschis (muzică) pentru un răspuns liniar în zona frecvențelor medii;

— există posibilitatea reglării separate a răspunsului în zona frecvențelor joase (potențiometrul de 10 kΩ de la intrare) și în zona frecvențelor înalte (potențiometrul de 10 kΩ din emitorul tranzistorului T_1);

— compensarea efectelor temperaturii asupra tranzistoarelor finale se face cu ajutorul termistorului *RT*, avînd un coeficient de variație negativ al rezistenței cu temperatura (recomandăm tipul *TG* 6006 62 R, marcat cu punct albastru, produs la I.P.E.E.-



+15V
100 µF
33 kΩ
5µF
47 Ω
150Ω
T3 BD233
100 µF
68nF
+8V
250µF
180 Ω
4,7 kΩ
50Ω
In
V
100 kΩ
10kΩ log
0,1 µF
S
M
1kΩ
56 Ω
RT
22 nF
3,3 nF
10kΩ log
RL=8Ω
0,68 µF
220Ω
1µF
0,47 µF
T1 BC252B
T4 BD234
680 Ω
100 kΩ
10 Ω
250 µF
2,2 kΩ
T2 BC337-10
15Ω

Fig. 10.20. Amplificator de 2 W, cu tranzistoare complementare.

Curtea de Argeş). Termistorul trebuie montat pe radiator, alături de tranzistoarele finale;

— curentul de colector al tranzistoarelor finale, în absenţa semnalului la intrare, este de circa 10 mA şi poate fi reglat cu ajutorul potenţiometrului de 50 Ω;

— radiatorul pe care sînt montate tranzistoarele finale poate fi constituit dintr-o tablă de aluminiu de 1 mm grosime şi arie 25 cm²;

— amplificatorul are următoarele performanţe: factorul de distorsiuni mai mic de 2% în domeniul 70 Hz—20 kHz şi $P_{out} = 2$ W; impedanţă de intrare de circa 10 kΩ şi tensiune de intrare de 200 mV, pentru a avea putere maximă la ieşire.

Amplificator de 15 W, de performanţe ridicate, cu tranzistoare complementare

Circuitul prezentat în figura 10.21 foloseşte o configuraţie asemănătoare cu cea descrisă în exemplul 4. Este folosită o reacţie de curent continuu ieşire-intrare prin rezistorul de 820 Ω, avînd ca scop stabilizarea regimului static al amplificatorului. În curent alternativ, această reacţie este atenuată de folosirea unor capacitoare. Intrarea amplificatorului foloseşte montajul „bootstrap" pentru creşterea impedanţei de intrare. Capacitoarele bază-colector corespunzătoare tranzistoarelor T_2 şi T_5 au rolul de a împiedica oscilaţiile de înaltă frecvenţă.

Cele două rezistoare de cîte 0,47 Ω din emitorii tranzistoarelor finale au

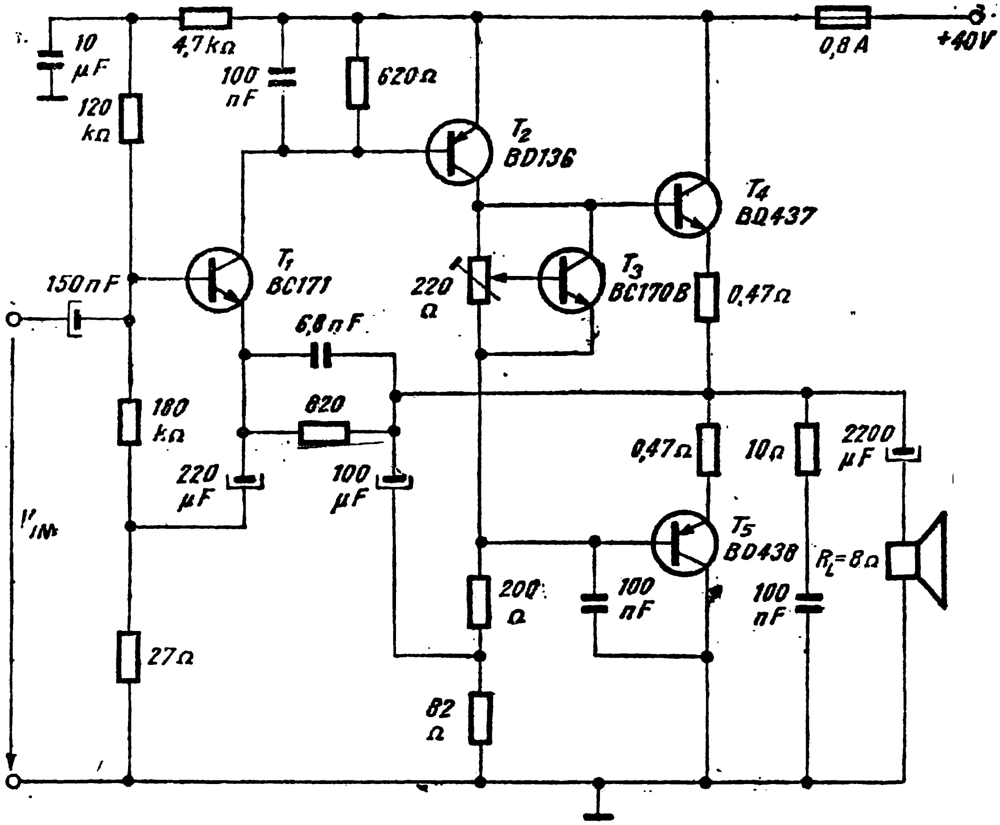
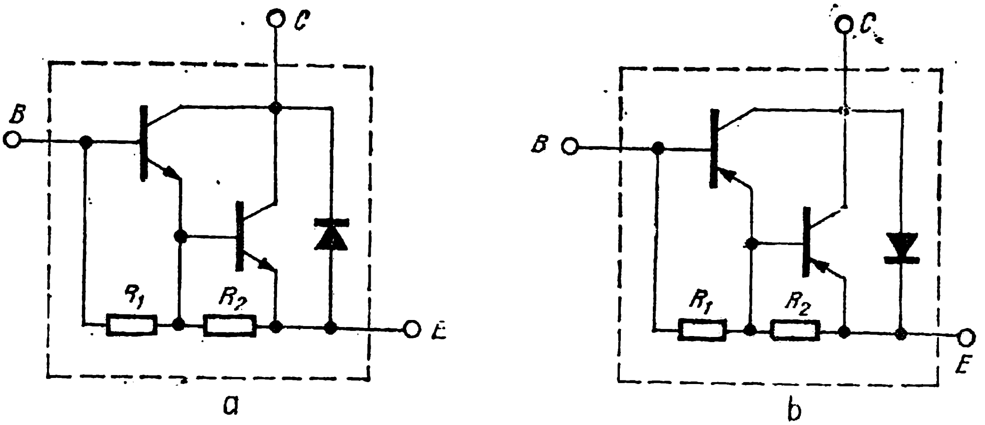

10 µF
4,7 kΩ
100 nF
620 Ω
0,8 A
+40 V
120 kΩ
T2 BD136
T4 BD437
150 nF
T1 BC171
220 Ω
T3 BC170B
0,47 Ω
6,8 nF
180 kΩ
820
220 µF
100 µF
0,47 Ω
10 Ω
2200 µF
V'IN
T5 BD438
RL=8 Ω
200 Ω
100 nF
100 nF
27 Ω
82 Ω

Fig. 10.21. Amplificator de 15 W, cu tranzistoare complementare.


C
B
R1
R2
E
C
B
R1
R2
E

a

b

Fig. 10.22. Configurația internă a tranzistoarelor DARLINGTON monolitice.

rolul de a egaliza caracteristicile de intrare ale acestor tranzistoare, eliminîndu-se necesitatea unei împerecheri foarte riguroase.

Tranzistoarele finale BD 437/438 sînt în capsula SOT-32 (ca și BD 135/136) și cu rezistența termică $R_{th\ j-c}$ de max. 3,5°C/W. Radiatorul pe care ele sînt montate trebuie să aibă rezistența termică de max. 14°C/W.

Curentul de colector al tranzistoarelor finale, în absența semnalului la intrare, trebuie să fie reglat la circa 10 mA, cu ajutorul potențiometrului de 220 Ω. Recomandăm ca tranzistorul BC 170 B, în configurație „superdiodă“, să fie montat (prin lipire sau cu un colier de tablă) pe radiator, în apropierea tranzistoarelor finale. În acest mod el va avea nu numai rolul de a asigura prepolarizarea tranzistoarelor finale, dar va realiza și o compensare termică, tensiunea „superdiodei“ scăzînd în pas cu tensiunile V_{BE} ale tranzistoarelor finale, o dată cu creșterea temperaturii (trebuie reținut că tensiunea V_{BE} a unui tranzistor bipolar, la I_C = constant scade cu 2 mV/°C la creșterea temperaturii).

Impedanța de intrare a amplificatorului este de circa 100 k Ω, iar puterea de ieșire, corespunzătoare unui factor de distorsiuni de 1% este de 15 W.

Amplificatoare de putere, cu tranzistoare Darlington monolitice de putere

Folosirea tranzistoarelor Darlington monolitice de putere (configurația Darlington este realizată pe aceeași pastilă de siliciu) are avantajul unei siguranțe mai mari în funcționare (se reduce numărul de componente și de lipituri), face ca circuitul să ocupe un spațiu mai redus. Datorită cîștigului mare de curent, tranzistoarele Darlington pot fi comandate direct de un preamplificator de mică putere.

Figura 10.22 prezintă configurația internă a unui tranzistor Darlington monolitic npn (a) și pnp (b). Rezistoarele R_1 și R_2 contribuie la stabilizarea termică, la creșterea tensiunii de străpungere și la creșterea vitezei de comutație. Dioda D protejează tranzistorul la o conectare accidentală inversă a sursei de alimentare. Rezistoarele R_1 și R_2 au valori între 2—15 k Ω (R_1) și 50—300 Ω (R_2). În tabelele 10.IV și

Tabelul 10 IV.

Tranzistoare *npn*	BD 675—681	TD 643—649	BDX 67
Tranzistoare *pnp*	BD 676—682	TD 644—650	BDX 66
Capsula	SOT-32	TO-66	TO-3
$P_{tot}(T_C=25°C)$ [W]	40	62,5	150
I_{CM}(A)	7	12	20
h_{21E} min /I_C[A]	750/1,5	750/3	1 000/10

10.V se dau principalii parametri tehnici ai tranzistoarelor DARLINGTON aflate în fabricaţie sau în curs de asimilare la I.P.R.S.-Băneasa.

În figurile 10.23 şi 10.24 sînt prezentate amplificatoare de putere de 30 W, respectiv 50 W, folosind tranzistoare Darlington de putere.

Tabelul 10.V

V_{CEO} min [V]	45	60	80	100	120
Tipul tranzistoarelor	BD 675 BD 676 BD 643 BD 644	BD 677 BD 678 BD 645 BD 646 BDX 66 BDX 67	BD 679 BD 680 BD 647 BD 648 BDX66A BDX67A	BD 681 BD 682 BD 649 BD 650 BDX66B BDX67B	BDX 66C BDX 67C

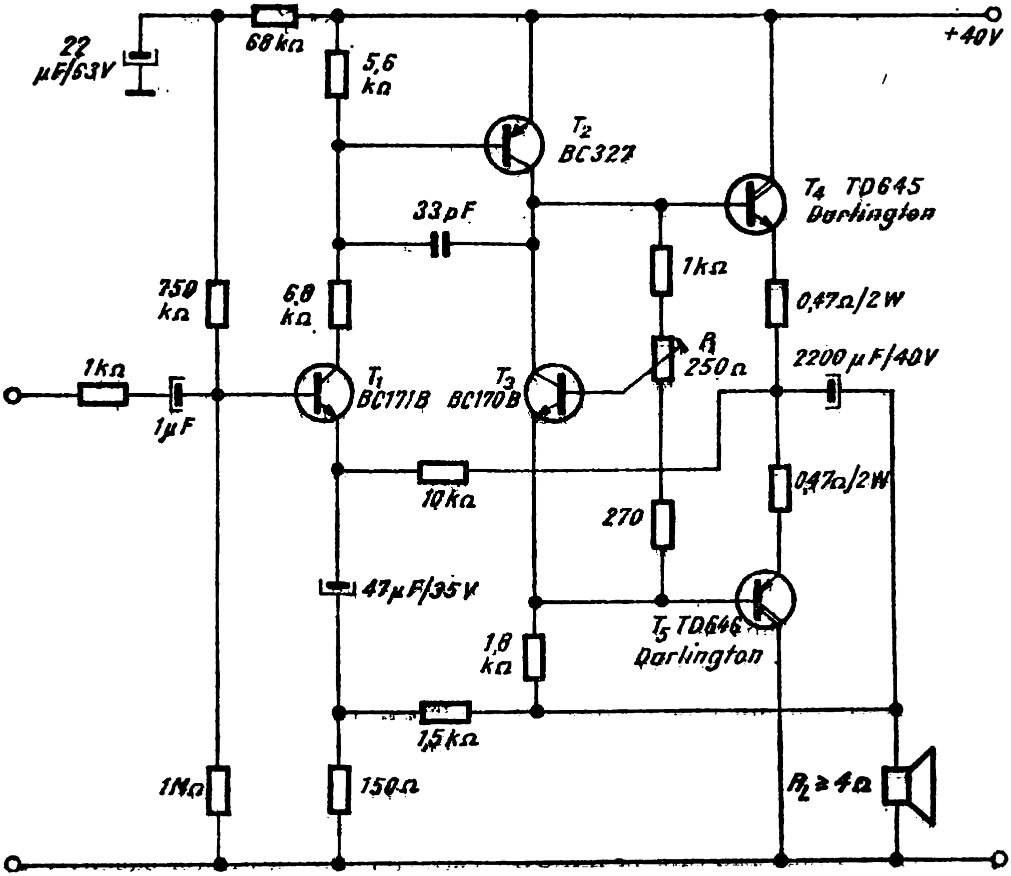

22 µF/63V
68kΩ
5,6 kΩ
+40V
T2 BC327
T4 TD645 Darlington
33pF
1kΩ
0,47Ω/2W
750 kΩ
6,8 kΩ
R 250Ω
2200µF/40V
1kΩ
1µF
T1 BC171B
T3 BC170B
10kΩ
0,47Ω/2W
270
47µF/35V
1,8 kΩ
T5 TD646 Darlington
1,5kΩ
1MΩ
150Ω
RL ≥ 4Ω

Fig. 10.23. Amplificator de 30 W, cu tranzistoare DARLINGTON complementare.

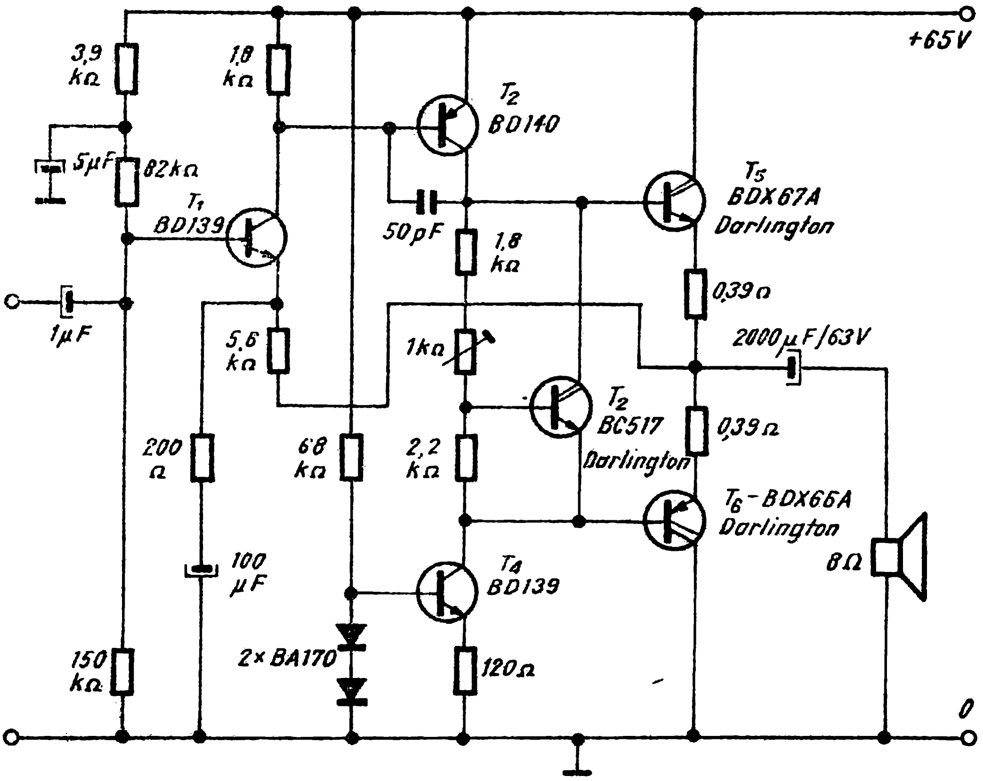

3,9 kΩ
18 kΩ
T2 BD140
+65V
5μF
82kΩ
T1 BD139
50pF
1,8 kΩ
T5 BDX67A Darlington
0,39Ω
1μF
5,6 kΩ
1kΩ
2000μF/63V
T2 BC517 Darlington
0,39Ω
200 Ω
68 kΩ
2,2 kΩ
T6-BDX66A Darlington
8Ω
100 μF
T4 BD139
150 kΩ
2×BA170
120Ω
0

Fig. 10.24. Amplificator de 50 W, cu tranzistoare DARLINGTON complementare.

Amplificatorul din figura 10.23 are impedanța de intrare mai mare ca 300 k Ω, curentul tranzistoarelor finale, în absența semnalului la intrare, de 5—10 mA, un factor de distorsiuni la $P_{out} = 0{,}8\ P_{max}$. mai mic de 0,5% și o bandă de frecvențe între 20 Hz și 60 kHz. Radiatorul pentru tranzistoarele finale trebuie să aibă rezistența termică mai mică de 5,5°C/W.

Amplificatorul din figura 10.24 are impedanța de intrare de 50 kΩ, banda de frecvențe 20 Hz—50 kHz, factorul maxim de distorsiuni 0,2% la putere maximă, tensiune necesară la intrare, pentru putere maximă de ieșire, de 1 V.

Curentul „de repaus“ al tranzistoarelor finale este de 15—20 mA. Radiatorul pentru tranzistoarele finale trebuie să aibă o rezistență termică de max. 3°C/W. Este necesar ca, pentru ambele amplificatoare, tranzistoarele care au rolul de „superdiodă“ să fie montate pe radiatorul tranzistoarelor finale.

Amplificator de semnal mic și bandă largă, cu tranzistoare *pnp* de foarte înaltă frecvență

Figura 10.25 prezintă un amplificator de bandă largă, destinat amplificării simultane a tuturor canalelor TV (pînă la 860 MHz).

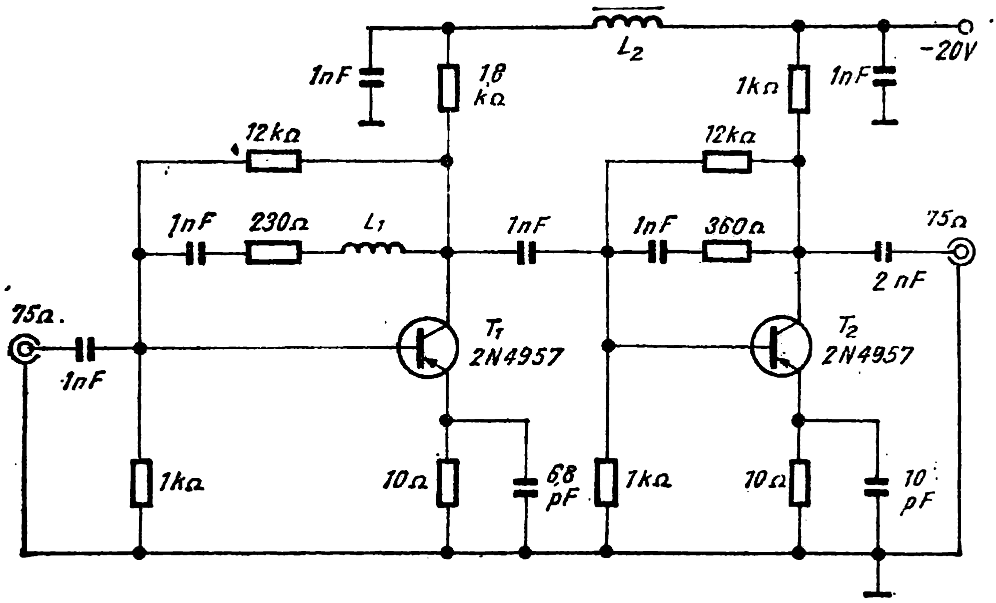


Fig. 10.25. Amplificator de bandă largă, cu tranzistoare *pnp* de înaltă frecvenţă.

Caracteristici tehnice:

— amplificare constantă în bandă 40 MHz—860 MHz

— factor de zgomot redus ($<$ 5 dB la 800 MHz)

— distorsiuni de intermodulaţie foarte mici

— cîştig de putere moderat ($>$15 dB)

Tranzistoarele 2N4957 folosite sînt tranzistoare *pnp* de siliciu, de foarte înaltă frecvenţă (f_T = 1,5—2 GHz) şi zgomot redus, fabricate la I.P.R.S.-Băneasa. De reţinut că tranzistoarele *pnp* au, la aceeaşi valoare a parametrului f_T, un zgomot de înaltă frecvenţă mai redus decît tranzistoarele *npn*.

Bobina L_1 are 2 spire, diametrul 4 mm, fără miez. L_2 este o bobină de circa 6—7μH.

Tuner UUS cu tranzistoare pnp

În figura 10.26 este prezentat un tuner cu două tranzistoare *pnp* de înaltă frecvenţă, ambele de tip BF 506, primul avînd rolul de amplificator, al doilea de mixer-oscilator. Curentul de colector al tranzistorului T_1 este de circa 4,5 mA ceea ce asigură un compromis între caracteristicile de zgomot şi cîştigul de putere. Bobina L_3 împiedică oscilaţiile pe UÎF. Intrarea poate fi conectată la o antenă simetrică sau asimetrică. Etajul al doilea, mixerul-oscilator, este cuplat la circuitul oscilant LC printr-un capacitor de capacitate redusă.

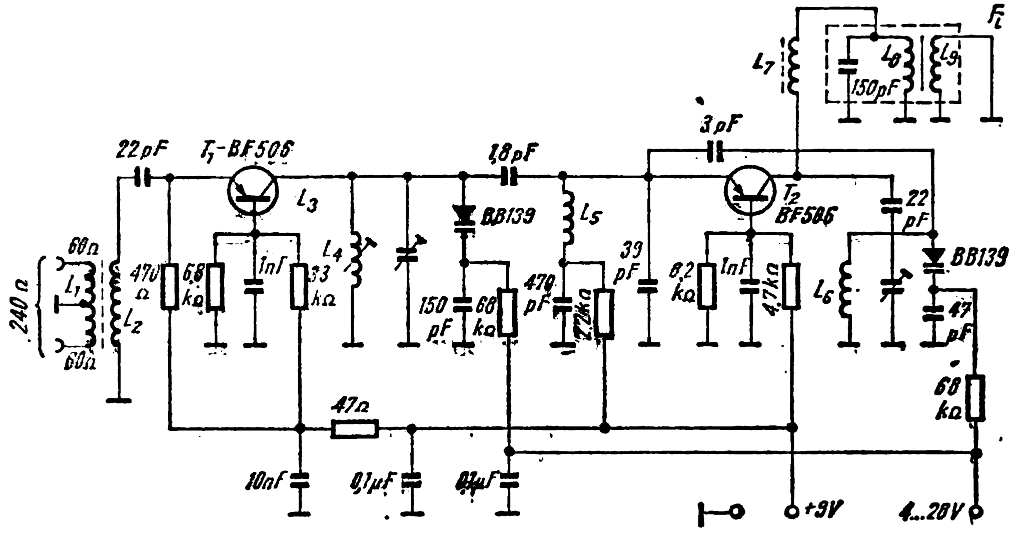
Cîteva date tehnice:

— consumul de curent: 7 mA

— tensiunea de comandă a diodelor varicap: 4—28 V

— impedanţa de intrare: 60 Ω

— impedanţă de ieşire: 60 Ω



240 Ω
60Ω
60Ω
L_1
L_2
470 Ω
68 kΩ
1nF
33 kΩ
22pF
T_1-BF506
L_3
L_4
1,8pF
BB139
150 pF
68 kΩ
L_5
470 pF
2,2 kΩ
39 pF
3pF
L_7
L_8
150pF
L_9
F_i
T_2 BF506
8,2 kΩ
1nF
4,7kΩ
L_6
22 pF
BB139
47 pF
68 kΩ
47Ω
10nF
0,1μF
0,1μF
+9V
4...28V

Fig. 10.26. Tuner UUS cu tranzistoare *pnp*.

— cîștig de putere: 27 dB
— zgomot: 5 dB
— gama: 88—108 MHz

Date constructive ale bobinelor:

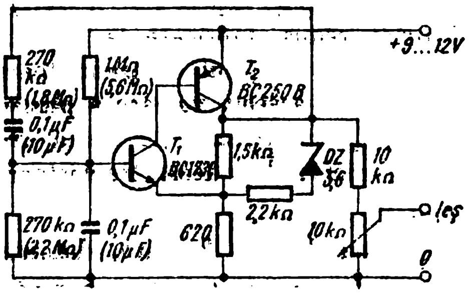
L_1: 6 spire, sîrmă de Cu, Ø 0,15 mm, cu priză mediană
L_2: 5 spire, sîrmă de Cu, Ø 0,25 mm
L_3: perlă de ferită, 3,5 × 1,2 × 5,2
L_4: L_6, 6 spire sîrmă cu Ø 0,8 mm, diametrul Ø 5 mm
L_7: 6,8 μH
L_8: 12 spire, sîrmă de Cu Ø 0,2 mm
L_9: 2 spire, sîrmă de Cu Ø 0,2 mm

Oscilator RC pentru frecvențe foarte joase

În figura 10.27 este prezentat un oscilator cu punte Wien pentru frecvențe sub 10 Hz (destinat, de exemplu, generatoarelor vibrato ale orgilor electronice).

Stabilizarea amplitudinii se face cu ajutorul unei diode Zener, care intră în conducție în momentul în care amplitudinea oscilațiilor a depășit o anumită limită, și pune rezistorul de 2,2 kΩ în paralel cu cel de 1,5 kΩ; în acest caz condiția de oscilație nu mai este îndeplinită.

Frecvența de oscilație este de 6,5 Hz (respectiv 0,01 Hz pentru valorile de componente trecute în paranteze). Semnalul de ieșire poate fi reglat între 0 și 6 V. Consumul de curent este de aproximativ 3 mA.



270 kΩ (1,8MΩ)
1MΩ (5,6MΩ)
T_2 BC250B
+9...12V
0,1μF (10μF)
T_1 BC183
1,5kΩ
DZ 5,6
10 kΩ
2,2kΩ
ieș
270 kΩ (2,2MΩ)
0,1μF (10μF)
62Ω
10kΩ
0

Fig. 10.27. Oscilator RC pentru frecvențe foarte joase.

Oscilator RC pentru instrumente muzicale electronice simple

Comparativ cu oscilatoarele LC, oscilatoarele RC bazate pe principiul circuitului astabil, au o stabilitate mai scăzută. Totuși, se pot obține performanțe mulțumitoare dacă se aleg în mod judicios elementele de circuit.

Circuitul prezentat în figura 28 acoperă domeniul de frecvențe de o octavă, folosind trei valori diferite pentru rezistența R și un potențiometru de 5 kΩ pentru ajustarea frecvenței:

R	*Gama de frecvențe*
150 kΩ—5%	do ... mi (554 Hz ... 655 Hz)
180 kΩ—5%	fa ... sol (698 Hz ... 831 Hz)
240 kΩ—5%	la ... do (880 Hz ... 1 047 Hz)

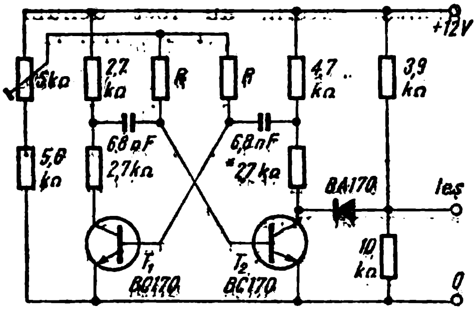


Fig. 10.28. Oscilator RC pentru instrumente muzicale electronice simple.

Semnalul de ieșire este dreptunghiular, cu amplitudinea 7,5 V. Dioda asigură izolarea colectorului T_2 față de circuitul de ieșire.

Folosirea unor capacitoare cu policarbonat și a unor rezistoare cu peliculă metalică în rețeaua RC, care determină frecvența de lucru, duce la o variație mai mică decît 0,5% pentru această frecvență, în domeniul de temperaturi +10°... +40°C.

Capitolul 11

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP

fiz. **ALEXANDRU MĂRCULESCU**

Apariția pe scară largă a tranzistoarelor cu efect de cîmp, după anul 1965 (principiul de funcționare propus de W. Shockley în 1952), a constituit o adevărată revoluție în tehnica dispozitivelor semiconductoare. Ele readuceau în electronică unele calități pierdute prin înlocuirea treptată cu tranzistoare a bătrînelor lămpi (menționăm aici doar impedanța de intrare foarte mare), impunînd totodată performanțe noi, avantajoase, pe care le vom discuta pe parcursul acestui capitol.

PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE. CLASIFICARE

Tranzistorul cu efect de cîmp — prescurtat TEC (sau FET, de la denumirea sa în limba engleză, field effect transistor) — face parte din familia tranzistoarelor *unipolare*, caracterizate prin conducția curentului electric de către un singur fel de purtători de sarcină (electroni sau goluri, în funcție de tipul semiconductorului). În cazul TEC-ului calea de conducție a curentului (alcătuit din purtătorii majoritari) este numită *canal* și este realizată în volumul sau la suprafața unui semiconductor cu siliciu, de tip *N* sau *P*. „Extremitățile" canalului, prevăzute cu terminale pentru conectarea în circuitul extern, au fost denumite *sursă* și *drenă*, sugerînd astfel faptul că una emite sau furnizează purtătorii de sarcină, iar cealaltă îi colectează, îi drenează. Conductanța canalului (implicit intensitatea curentului ce îl traversează prin aplicarea unei tensiuni electrice la bornele sale) este controlată cu ajutorul unui cîmp electric produs de sursa de semnal (de comandă) și aplicat prin intermediul unui al treilea terminal, numit *grilă*, sau *poartă*.

După modul cum se obține cîmpul electric de comandă — care justifică atributul „cu efect de cîmp" din denumirea acestor tranzistoare — distingem două mari categorii de TEC, deosebite constructiv.

a) *TEC cu grila joncțiune* (J—TEC)
În acest caz grila este o regiune semiconductoare de tip opus celei care alcătuiește canalul și aflată în contact direct cu aceasta din urmă. În consecință, ***ansamblul grilă-canal formează o joncțiune semiconductoare.*** (Canalul fiind accesibil la exterior prin cele două extremități ale sale, putem vorbi, de fapt, de două joncțiuni, grilă-sursă și grilă-drenă. Pentru

obținerea efectului de cîmp se folosește una singură dintre ele, joncțiunea grilă-sursă, dar observația este utilă pentru înțelegerea simetriei pe care J-TEC-ul o manifestă, între anumite limite, în raport cu terminalele sursă și drenă).

Polarizînd invers joncțiunea *grilă-sursă*, adică aplicînd între cele două terminale o tensiune continuă, în sensul de blocare a joncțiunii (plusul pe zona de tip N și minusul pe zona de tip P), se obține o regiune de sarcină spațială, lipsită de purtători mobili, cu atît mai întinsă cu cît tensiunea inversă este mai mare (se demonstrează că grosimea stratului barieră variază proporțional cu rădăcina pătrată a tensiunii, observație care explică neliniaritatea caracteristicilor de transfer). Cum conductanța canalului este dată tocmai de circulația purtătorilor mobili, pe care regiunea de sarcină spațială a joncțiunii îi împuținează, rezultă că putem controla „lărgimea" canalului — respectiv curentul prin canal, pentru o tensiune V_{DS} dată — făcînd să varieze tensiunea inversă V_{GS}.

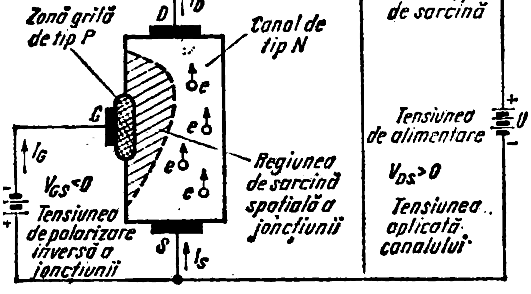


Fig. 11.1. Structura unui J-TEC cu canal N.

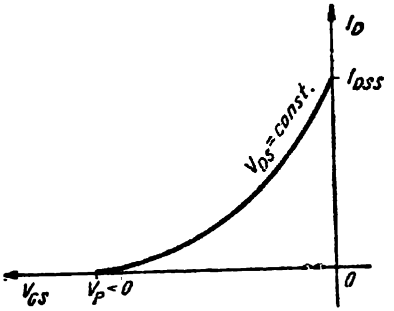


Fig. 11.2. Caracteristica de transfer (J-TEC cu canal N).

În figura 11.1 este ilustrată schematic structura unui J—TEC cu canal N, împreună cu circuitele externe de polarizare și de sarcină. În montajele practice, după cum vom vedea, polarizarea inversă a joncțiunii (pentru determinarea punctului static de funcționare) se obține automat de la sursa unică de alimentare, U, iar semnalul variabil de comandă se aplică pe grilă. Deoarece intrarea J—TEC-ului este, de fapt, o diodă semiconductoare polarizată invers, rezistența de intrare este foarte mare (sute sau mii de megohmi), iar curentul absorbit de grilă extrem de mic. Oricum, I_G este neglijat în comparație cu I_S și I_D, astfel că putem considera practic $I_S = I_D$ (în calcule intervine numai I_D — curentul de drenă).

Cele expuse se regăsesc sintetic în *caracteristica de transfer*, care pentru un J—TEC cu canal N arată ca în figura 11.2. Ea exprimă dependența dintre mărimea de ieșire (conductanța canalului, care pentru o tensiune V_{DS} constantă poate fi înlocuită prin curentul de drenă, I_D) și mărimea de intrare, V_{GS}. Observăm că pentru $V_{GS} = 0$, conductanța canalului este maximă (I_D are valoare maximă, notată I_{DSS}), iar pentru o anumită valoare caracteristică. $V_{GS} = V_P$ (numită tensiune de prag), conductanţa canalului devine nulă ($I_D = 0$).

Este important de reţinut faptul că efectul de cîmp operează numai în condiţiile polarizării inverse a joncţiunii poartă—canal. Mai mult, se interzice polarizarea directă pentru a nu se risca deschiderea joncţiunii (care se comportă ca o diodă extrem de „fragilă").

Nu trebuie să se confunde însă polarizarea statică a joncţiunii (obligatoriu inversă) cu polaritatea semnalului aplicat la intrare (semnalul de comandă). Acesta din urmă poate fi o tensiune continuă directă sau inversă în raport cu joncţiunea, sau poate fi o tensiune alternativă, cu condiţia ca suma algebrică dintre semnalul de comandă şi tensiunea statică de polarizare să conducă în permanenţă la o polarizare inversă a joncţiunii.

Aplicînd la intrare un semnal pozitiv, polarizarea inversă a joncţiunii se reduce şi, prin urmare, creşte curentul de drenă. Acest semnal nu are voie să depăşească valoarea tensiunii statice U_{GS} (în modul). Pentru un semnal negativ aplicat la intrare, polarizarea inversă a joncţiunii creşte, deci canalul se blochează şi mai mult.

Pentru J—TEC-urile cu canal *P*, polarizarea inversă a joncţiunii se obţine aplicînd grilei (de tip *N*) un potenţial pozitiv în raport cu sursa (convenţional $V_{GS} > 0$). Analiza modului de funcţionare se face similar, inversînd doar sensul tensiunilor şi curenţilor.

b) TEC cu grilă izolată (MIS—TEC, MOS—TEC).

De data aceasta grila nu mai reprezintă o regiune semiconductoare, ci este pur şi simplu un strat metalic depus peste regiunea semiconductoare a canalului şi separat electric faţă de aceasta printr-un alt strat foarte subţire de izolator. Rezultă o structură în „sandwich" cu ordinea metal—izolator—semiconductor, în particular metal—oxid—semiconductor, atunci cînd izolatorul este un oxid (de obicei SiO_2), de unde şi prescurtările MIS şi MOS.

Spre deosebire de J—TEC, unde conducţia are loc în volumul semiconductorului ce alcătuieşte canalul, la MIS—TEC conducţia se produce într-un strat foarte subţire, situat la suprafaţa dinspre grilă a substratului.

Să analizăm pe scurt structura unui MIS—TEC cu canal de tip *N* (fig. 11.3). Într-un suport semiconductor de tip *P*, numit *substrat* (sau bază) sînt formate prin difuzie două regiuni de tip *N*, foarte apropiate, care joacă rolul de *sursă*, respectiv *drenă*. Zona cuprinsă între ele va constitui canalul conductor; aici este depus izolatorul, iar peste el stratul metalic reprezentînd *grila*.

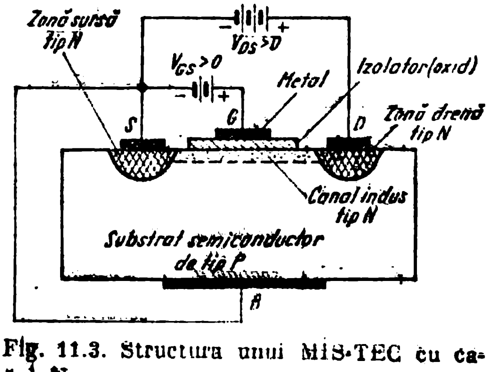


Fig. 11.3. Structura unui MIS-TEC cu canal N.

Considerînd substratul conectat la sursă, să presupunem că aplicăm între grilă și sursă o tensiune V_{GS} pozitivă. Datorită cîmpului electric care se propagă prin izolator, golurile de la suprafața semiconductorului substrat vor fi împinse spre interior, iar electronii minoritari din substratul de tip P vor fi atrași spre suprafață, formînd aici un strat foarte subțire de tip N. Altfel spus, suprafața semiconductorului suferă, sub influența cîmpului produs de V_{GS}, *o inversie a tipului de conducție*, din P în N. Stratul de inversie reprezintă tocmai canalul de tip N.

Aplicînd acum între drenă și sursă o tensiune V_{DS} pozitivă, prin canal se stabilește un curent electric dat de electronii care se deplasează de la sursă spre drenă. Teoretic, tensiunea V_{DS} ar putea fi și negativă (curent de la drenă spre sursă), dar, deoarece am considerat substratul conectat la sursă, aceasta ar însemna polarizarea directă a joncțiunii drenă—substrat, lucru foarte periculos și de altfel lipsit de sens (joncțiunea deschisă ar scurtcircuita canalul).

Cu cît tensiunea V_{GS} este mai mare, cu atît acumularea de sarcini negative în stratul de inversie este mai mare, implicit conductibilitatea canalului este mai mare și curentul de drenă — pentru o tensiune V_{DS} dată — este mai mare. Caracteristica de transfer arată ca în figura 11.4.

Modelul de MIS—TEC descris mai sus se numește *cu canal indus*, deoarece apariția canalului este condiționată de prezența tensiunii de polarizare grilă-sursă. Pentru $V_{GS} = 0$, tranzistorul este blocat indiferent de valoarea

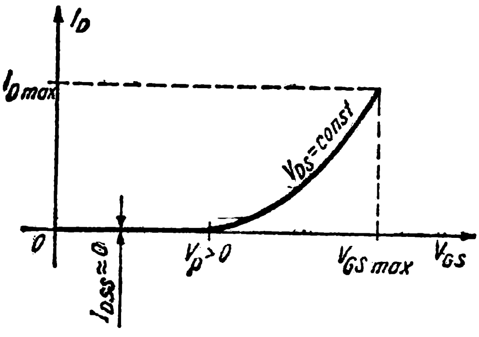


Fig. 11.4. Caracteristica de transfer (MIS-TEC cu canal indus de tip N).

tensiunii drenă-sursă, curentul de drenă avînd practic valoarea zero, $I_{DSS} = 0$. După cum ne arată caracteristica de transfer, există și în acest caz o tensiune V_{GS} de prag, notată tot cu V_P, de la care începe să treacă un curent semnificativ prin canal. Deosebirea fundamentală față de J—TEC constă în faptul că MIS—TEC-ul cu canal indus este blocat pentru $V_{GS} < V_P$ și deschis pentru $V_{GS} > V_P$. Analog se analizează comportarea unui MOS—TEC cu canal indus de tip P (substrat N), inversînd polaritățile mărimilor implicate.

Există însă și un alt tip de MIS—TEC, numit *cu canal inițial*, la care pentru $V_{GS} = 0$, curentul de drenă are valori apreciabile. În acest caz, tensiunea de comandă V_{GS} poate lua atît valori pozitive, cît și negative, menținîndu-și controlul asupra curentului de drenă. Să presupunem, de exemplu, un MIS—TEC cu canal inițial de tip N. Aplicînd o tensiune V_{GS} pozitivă, conform celor descrise anterior, în canal vor apărea un număr suplimentar de sarcini negative și în consecință conductanța canalului va

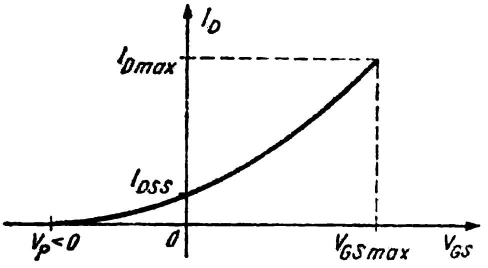


Fig. 11.5. Caracteristica de transfer (MIS-TEC cu canal inițial N).

crește, comportarea dispozitivului fiind asemănătoare cu cea a unui MIS—TEC cu canal indus *N*. Dimpotrivă, pentru $V_{GS} < 0$, conductanța canalului va scădea, comportarea fiind asemănătoare cu aceea a unui J—TEC cu canal *N*. Caracteristica de transfer pentru un MIS—TEC cu canal inițial de tip *N* are, deci, forma arătată în figura 11.5. Repetăm, în cazul unui MIS—TEC cu canal inițial, curentul de drenă pentru $V_{GS} = 0$ (notat I_{DSS}) nu este nici maxim, ca la J—TEC, nici nul ca la MIS—TEC-ul cu canal indus, ci are o valoare intermediară (cîțiva miliamperi, pentru modelele de mică putere).

În literatura de specialitate, tranzistoarele MOS—TEC cu canal inițial sînt frecvent întîlnite sub numele de *depletion MOS—FET*, iar cele cu canal indus sub denumirea de *enhancement MOS—FET* de la termenii din limba engleză (semnificînd golire, epuizare, îngustare respectiv sporire, intensificare, lărgire) care caracterizează sugestiv modul de lucru.

Deosebirea esențială între J—TEC-uri și MIS—TEC-uri constă în faptul că acestea din urmă, avînd grila izolată (ansamblul grilă—izolator—substrat se comportă cu un „capacitor"), prezintă rezistențe de intrare imense, de ordinul a 10^{10}—10^{12} Ω (față de 10^8—10^9 la J—TEC-uri). Acest avantaj al MIS—TEC-urilor este „plătit" prin riscul sporit de străpungere datorită tensiunilor electrostatice din mediul ambiant, impunînd măsuri severe de protecție, uneori internă, alteori numai prin precauții deosebite de păstrare și manipulare.

Clasificarea tranzistoarelor cu efect de cîmp ar putea continua din punct de vedere al protecției interne la intrare, al frecvenței maxime de lucru, al puterii de disipație etc. Există, de asemenea, TEC-uri cu sau fără terminal bază (conectat intern sau nu), TEC-uri cu grilă dublă, TEC-uri duble în capsulă comună etc. Ne vom opri însă aici, cititorii dornici să aprofundeze problema putînd consulta manualele de specialitate, precum și cataloagele firmelor producătoare.

În încheierea acestei scurte introduceri vom sublinia încă o dată faptul că TEC-ul (indiferent dacă este cu grilă joncțiune sau cu grilă izolată), nu are joncțiuni semiconductoare înseriate pe calea curentului principal sursă—drenă, deci nu produce căderi de tensiune de decalaj în circuitul de ieșire. După cum vom vedea mai departe, caracteristicile de ieșire $I_D = f(U_{DS})$ trec toate prin origine, adică $I_D = 0$ pentru $V_{DS} = 0$. Canalul TEC-ului se comportă ca o rezistență electrică determinată de valorile tensiunilor V_{DS} și V_{GS} (deci controlabilă prin intermediul acestora, între anumite limite extreme date prin construcție).

În consecință, TEC-ul poate fi conectat în circuit cu canalul în ambele sensuri, în particular și în circuite de curent alternativ, bineînțeles cu condiția de a respecta polarizarea corectă a joncțiunilor implicate (atenție la terminalul bază, care poate încurca lucrurile atunci cînd este conectat intern).

O altă particularitate importantă a TEC-urilor o constituie dependența mai redusă de temperatură a parametrilor (în comparație cu tranzistoarele bipolare), determinată de faptul că la conducția curentului prin canal nu intervin purtătorii de sarcină minoritari. În plus, TEC-urile prezintă zgomot propriu redus și capacități interne mici, performanțe ce le avantajează în aplicațiile de înaltă frecvență și de semnale mici.

Se menționează în literatura de specialitate, ca dezavantaje, faptul că TEC-urile nu amplifică în curent, ci doar în tensiune (și aici cu cîștiguri modeste). Este un fel de a vedea lucrurile, rezultat al convențiilor consacrate de exprimare a amplificării, care nu împiedică însă cu nimic TEC-ul să „lucreze“ cu curenți de intrare de ordinul nanoamperilor sau chiar al picoamperilor, modulînd în circuitul de ieșire variații de curent de ordinul miliamperilor sau al zecilor de miliamperi. Un dezavantaj real al TEC-urilor îl reprezintă împrăștierea mare din fabricație a parametrilor, lucru ușor vizibil și din datele de catalog. Trecînd la montaje cu TEC, constructorul obișnuit cu calcule minuțioase se va vedea obligat să le sacrifice pe acestea în favoarea unor extrem de simple, dar eficiente reglaje și optimizări experimentale întemeiate în permanență pe măsurători adecvate.

În fine, mai amintim că, datorită analogiei evidente între funcționarea TEC-urilor și cea a tuburilor electronice, terminalele sursă drenă și poartă mai sînt denumite uneori catod, placă (anod) și respectiv grilă.

SIMBOLURI

Pentru a reprezenta în schemele electronice un anumit tip de tranzistor cu efect de cîmp, se utilizează în literatură mai multe variante de simboluri, nu foarte diferite între ele (dar suficient ca să poată deruta un constructor începător). În figura 11.6 este ilustrată această afirmație pentru cazul J—TEC—ului cu canal *N*, indicîndu-se simbolurile cele mai frecvent întîlnite iar în figura 11.7 este dată transpunerea pentru un J—TEC cu canal *P*. Se observă că în variantele *a*, *b* și *c* natura canalului este precizată printr-o săgeată afectată terminalului *poartă* (G). Sensul săgeții este spre

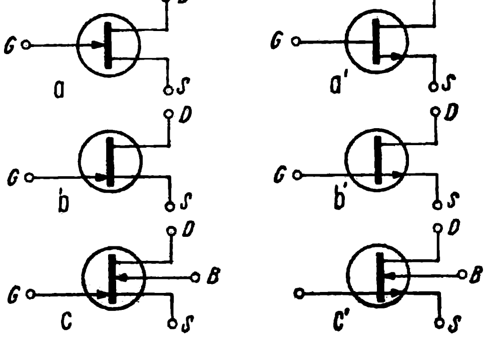


Fig. 11.6. Simboluri pentru J-TEC cu canal N.

interior (spre canal) pentru canalul *N*, respectiv spre exterior pentru canalul *P*. Prin urmare, în ambele cazuri săgeata indică sensul de circulaţie a sarcinilor pozitive prin joncţiunea *poartă—canal* (sensul convenţional al curentului electric), întocmai ca la diodele semiconductoare. *Reţineţi:* săgeata este orientată de la zona *P* spre zona *N*.

În varianta *a*, *poarta* este desenată simetric în raport cu *drenă* şi *sursa*, iar în variantele *b* şi *c* terminalul *poartă* este trasat în prelungirea terminalului *sursă*. Varianta *c* pune în evidenţă, în plus, existenţa terminalului *bază*, specificînd că acesta nu este conectat intern. Săgeata afectată terminalului *bază* indică (în aceeaşi convenţie de mai sus) faptul că substratul are natură opusă în raport cu canalul. Într-adevăr, pe lîngă modelul clasic de J—TEC prezentat în figura 11.1 (selecţionat pentru a uşura expunerea) există la ora actuală numeroase variante constructive de J—TEC în care canalul reprezintă o zonă delimitată, îngustă, a substratului semiconductor, cu tip de conducţie opus faţă de cel al substratului. O astfel de structură este arătată în figura 11.8, cu menţiunea că substratul poate fi conectat intern la *poartă* (ca în figură), sau lăsat independent, pentru a fi utilizat ca un al doilea electrod de *poartă*.

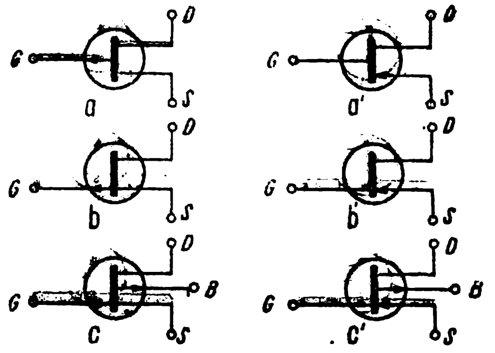


Fig. 11.7. Simboluri pentru J-TEC cu canal P.

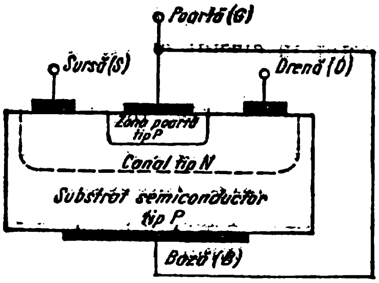


Fig. 11.8. Variantă constructivă a unui J-TEC.

Revenind la simboluri, remarcăm că în cazul variantelor *a'*, *b'* şi *c'*, natura canalului este precizată printr-o săgeată afectată terminalului *sursă*, orientată spre exterior (spre *sursă*) pentru canal *N*, respectiv spre interior (spre *canal*) pentru *canal P*. În ambele situaţii, deci, săgeata terminalului *sursă* indică sensul de circulaţie a sarcinilor pozitive prin *canal*, respectiv sensul convenţional al curentului electric prin *canal* (se are în vedere polarizarea tipică a canalului, cu plusul la *drenă* pentru *canal N*, respectiv cu minusul la *drenă* pentru *canal P*).

Variantele *c'* pun în evidenţă şi aici existenţa terminalului *bază*, indicînd totodată natura substratului, opusă faţă de cea a canalului, prin aceeaşi convenţie ca la dioda semiconductoare (săgeata indică sensul convenţional al curentului prin joncţiunea *substrat—canal*).

Pentru tipurile fundamentale de MIS—TEC, simbolurile uzuale sînt

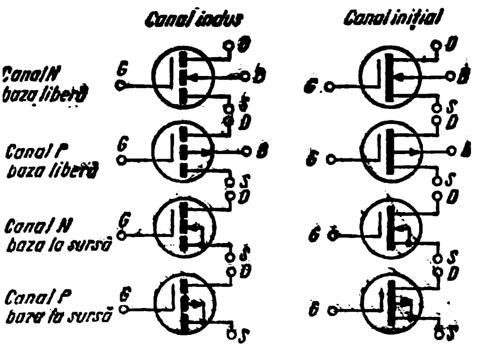

Canal indus
Canal inițial
Canal N baza liberă
Canal P baza liberă
Canal N baza la sursă
Canal P baza la sursă
G
D
S
B

Fig. 11.9. Simboluri pentru MIS-TEC.

cele din figura 11.9. Remarcați reprezentarea sugestivă a *porții*, printr-o linie paralelă cu *canalul*, acesta din urmă fiind figurat printr-o linie continuă sau întreruptă, după cum este *canal inițial* sau *canal indus*. Tipul de conducție al *canalului* îl precizează săgeata afectată terminalului *bază*, care indică sensul de circulație a sarcinilor pozitive prin joncțiunea *substrat—canal*. De exemplu, pentru *canal N* (deci substrat de tip *P*), săgeata este orientată spre interior (regula: „de la *P* la *N*“).

În figura 11.10 sînt prezentate două simboluri ale unor MIS—TEC-uri mai deosebite, și anume: a) MIS—TEC cu dublă poartă, cu canal inițial de tip *N*, cu *baza* conectată intern la *sursă* și b) MIS—TEC cu canal indus de tip *N*, protejat intern la intrare, cu *baza* conectată intern la *sursă*.

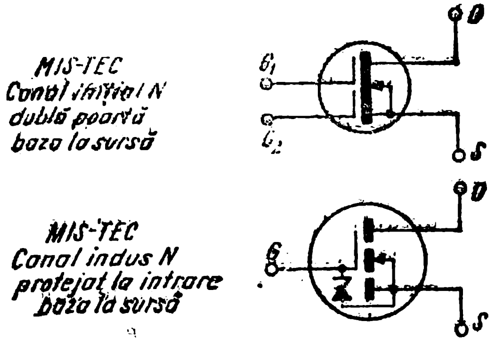

MIS-TEC
Canal inițial N
dublă poartă
baza la sursă
G1
G2
D
S
MIS-TEC
Canal indus N
protejat la intrare
baza la sursă
G
D
S

Fig. 11.10. Simboluri pentru MIS-TEC cu dublă poartă, cu canal inițial N și cu canal indus de tip N, protejat la intrare.

Ne oprim aici cu prezentarea simbolurilor TEC, cu speranța că, pe baza exemplelor și regulilor expuse, cititorul le va putea descifra ușor pe cele (încă foarte multe) nemenționate. Am insistat asupra acestui aspect — în aparență neesențial — deoarece simbolul TEC-ului înglobează o informație complexă despre natura tranzistorului, fiind adeseori singurul dintre puținele date de catalog accesibile care precizează anumite particularități constructive importante.

CARACTERISTICILE DE IEȘIRE

Ne vom referi întîi la un J—TEC cu canal de tip N, pentru care caracteristicile de ieșire (de drenă), definite ca familia curbelor

$$I_D = f(V_{DS}) / V_{GS} = \text{constant}$$
(parametru)

arată ca în figura 11.11. După cum se observă, putem distinge trei zone cu

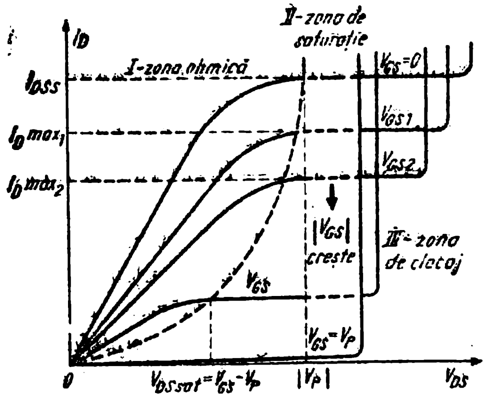


Fig. 11.11. Caracteristicile de ieșire la un J-TEC cu canal N.

comportări diferite ale curbelor $V_{GS} = \text{constant}$:

a — zona ohmică (I), în care curentul I_D crește cu creșterea tensiunii V_{DS}, la început aproximativ proporțional (de unde și atributul de „ohmică“), apoi tot mai lent;

b — zona de saturație (II), unde curentul de drenă crește foarte puțin cu V_{DS}, putînd fi presupus teoretic constant (practic saturația nu este totală, I_D continuînd să mai crească);

c — zona de clacaj sau de avalanșă, în care caracteristicile prezintă un cot abrupt, luînd o poziție aproape verticală (datorită fenomenelor de avalanșă și de multiplicare a purtătorilor de sarcină).

Primele două zone sînt separate între ele printr-o curbă (mai exact o parabolă), determinată ca locul geometric al punctelor de pe caracteristici pentru care

$$V_{DS} = V_{GS} - V_P = |V_P| - |V_{GS}| \equiv V_{DS\,sat}. \qquad (1)$$

Acestea sînt tocmai punctele în care curentul I_D „atinge“ valoarea de saturație pentru V_{GS} dat, marcînd deci „ieșirea“ curbelor caracteristice din porțiunile de neliniaritate pronunțată. Regăsim în figură mărimea V_P (în modul) ca abscisă a punctului în care caracteristica $V_{GS} = 0$ „intră“ în zona de saturație.

Tranzistorul poate fi utilizat practic în oricare din zonele menționate, în funcție de scopul urmărit. Pentru funcționarea în regim de *amplificator liniar*, există în planul caracteristicilor de ieșire o așa-numită regiune permisă, determinată de limitările de

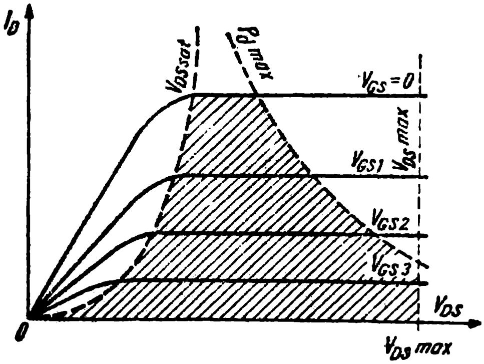


Fig. 11.12. Zona permisă de funcționare a unui J-TEC cu canal N în regim de amplificator liniar.

tensiune, curent și putere ale tranzistorului, ca și de neliniaritățile mai pronunțate ale caracteristicilor, regiune în interiorul căreia trebuie să se situeze în permanență punctul instantaneu de funcționare. Mai precis, frontierele regiunii permise de funcționare (zona hașurată din figura 11.12) sînt:

— caracteristica $I_D = f(V_{DS})$ pentru $V_{GS} = 0$;

— curba de disipație maximă, $V_{DS} \cdot I_D = P_{d\,max}$ (o hiperbolă în planul $V_{DS} - I_D$), care separă regiunea de funcționare sigură, $V_{DS} \cdot I_D < P_{d\,max}$ (spre origine) de cea de funcționare nesigură, $V_{DS} \cdot I_D > P_{d\,max}$ (spre zona de avalanșă);

— dreapta $V_{DS} = V_{DS\,max}$, care limitează tensiunea *drenă—sursă* la valoarea maximă sau de străpungere, notată și $V_{(BR)\,DS}$;

— dreapta $I_D = 0$, cu semnificație și justificare evidente și

— granița regiunii de saturație, adică parabola $V_{DS\,sat} = V_{GS} - V_P$, despre care am vorbit mai înainte.

Putem spune că în interiorul zonei permise de funcționare, caracteristicile sînt aproximativ drepte şi paralele. Tocmai această particularitate justifică alegerea zonei pentru funcţionarea în regim liniar, deoarece deplasarea punctului de funcţionare (în jurul poziţiei statice) pe o dreaptă de sarcină cuprinsă în această zonă se face prin variaţii proporţionale ale mărimilor V_{GS} şi V_{DS} (altfel spus, amplificarea în tensiune este liniară în jurul punctului static).

În această zonă variaţiile curentului I_D în raport cu V_{DS}, pentru valori constante V_{GS}, sînt foarte mici, ceea ce înseamnă valori foarte mari pentru rezistenţa dinamică a canalului. r_{ds} (tipic între 0,01 — 1 MΩ). În calcule se foloseşte frecvent conductanţa canalului, g_{ds}, definită ca mărimea inversă rezistenţei:

$$g_{ds} = 1/r_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\bigg|_{V_{GS}=\text{constant}} \quad (2)$$

Conductanţa se exprimă în unităţi Ω^{-1} (sau A/V), dar în practică se foloseşte frecvent submultiplul mA/V.

În alte aplicaţii practice, dimpotrivă, TEC-ul se utilizează în regiunea ohmică (liniară) a caracteristicilor de ieşire. Pentru a analiza mai concret, în figura 11.13 s-au reluat caracteristicile de ieşire ale unui J-TEC canal N, de data aceasta pentru ambele polarităţi aplicate canalului (normal, $V_{DS} > 0$ şi invers, $V_{DS} < 0$).

S-au reprezentat numai porţiunile corespunzătoare unor tensiuni V_{DS} mici, deoarece în discuţia de faţă nu ne interesează zona de saturaţie.

Observăm că toate caracteristicile trec prin origine, iar pentru valori V_{DS} foarte mici (sub 0,1 V) şi pentru tensiuni V_{GS} nu prea apropiate de valoarea de prag, V_P, ele pot fi considerate aproximativ liniare şi simetrice faţă de origine. Pe de altă parte, ştim că în planul axelor de coordonate tensiune-curent o dreaptă care trece prin origine „reprezintă" o rezistenţă electrică. Putem spune deci că în aceste condiţii canalul TEC-ului se comportă ca o rezistenţă (r_{ds}) controlată exclusiv de către tensiunea V_{GS}.

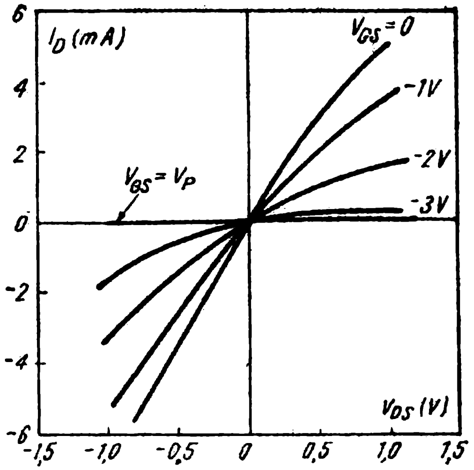


Fig. 11.13. Regiunea ohmică (liniară) a caracteristicilor de ieşire.

Interesul practic al acestei zone ($V_{DS} < 100$ mV) este redus tocmai din cauza valorilor V_{DS} prea mici, cu care este incomod de operat. Pe de altă parte, considerînd întreaga porţiune premergătoare saturaţiei (ca în figură), caracteristicile nu sînt nici perfect simetrice în raport cu originea, nici suficient de liniare pentru unele aplicaţii mai pretenţioase. Într-adevăr, se demonstrează că în această zonă conductanța canalului variază după o lege de forma

$$g_{ds} \approx \frac{I_{DSS}}{V_P^2}[2(V_{GS}-V_P)-V_{DS}] =$$

$$= g_0\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}+\frac{V_{DS}}{2V_P}\right), \qquad (3)$$

de unde rezultă că panta caracteristicilor nu depinde numai de V_{GS} ci și de mărimea și sensul lui V_{DS}.

Pentru valori V_{DS} foarte mici, $V_{DS} \ll (V_{GS}-V_P)$, regăsim cele afirmate anterior și se poate ușor demonstra că în această regiune rezistența canalului este aproximativ constantă pentru V_{GS} = constant și egală pentru cele două sensuri ale lui V_{DS},

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} \approx \frac{r_0}{1-V_{GS}/V_P} \qquad (4)$$

unde s-a notat

$$r_0 = \frac{1}{g_0} = -\frac{V_P}{2I_{DSS}} \qquad (5)$$

rezistența nimimă, obținută pentru $V_{GS} = 0$.

În partea de aplicații a acestui capitol vom arăta cum se poate extinde plaja valorilor $\pm V_{DS}$ de liniaritate și simetrie a caracteristicilor.

Deși relațiile matematice sînt puțin diferite, considerații similare se pot face și în cazul caracteristicilor de ieșire ale tranzistoarelor MIS—TEC cu canal indus de tip *N* (fig. 11.14), respectiv cu canal inițial de tip *N* (fig. 11.15). În fine, trecerea la canal *P* nu înseamnă decît inversarea sensurilor pentru curenți și tensiuni.

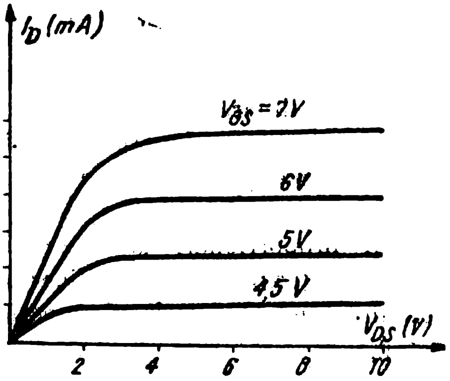


Fig. 11.14. Caracteristicile de ieșire ale tranzistoarelor MIS-TEC cu canal indus N.

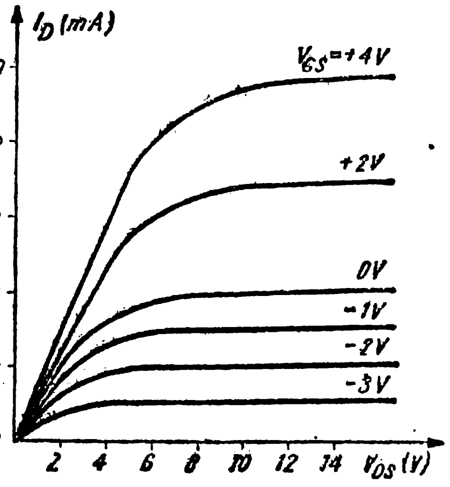


Fig. 11.15. Caracteristicile de ieșire ale tranzistoarelor MIS-TEC cu canal inițial N.

CARACTERISTICILE DE TRANSFER

Din cele expuse în paragraful precedent am văzut că în regiunea de saturație, cea mai frecvent utilizată în aplicații, valoarea curentului I_D nu depinde practic de V_{DS}, ci este dictată exclusiv de tensiunea de intrare V_{GS}.

Referindu-ne tot la un J—TEC cu canal N, mai observăm că tensiunea de saturație $V_{DS\,sat}$ crește cu scăderea lui $|V_{GS}|$, avînd valoarea maximă $V_{DS\,sat\,max} = |V_P|$ pentru $V_{GS} = 0$ (vezi figurile 11.11,11.12.)

Prin urmare, pentru $V_{DS} \geqslant |V_P|$, rețeaua caracteristicilor de transfer $I_D = f(V_{GS})$, $V_{DS} =$ constant se reduce practic la o singură curbă, pe care o găsim de fapt în cataloage și pe care am prezentat-o în figura 11.2.

Expresia ei matematică este destul de complicată, dar în calculele curente se dovedește suficient de precisă aproximația:

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2,\ V_{DS} \geqslant |V_P|. \qquad (6)$$

În legătură cu caracteristica de transfer se definește un parametru important al TEC-ului, anume *panta* sau *transconductanța* (conductanța mutuală), notat cu g_m:

$$g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right| V_{DS} = \text{const.} \qquad (7)$$

Semnificația lui g_m este chiar aceea de pantă fizică a graficului din figura 11. 2,dar, după cum vom vedea mai departe, acest parametru este de fapt o măsură indirectă a cîștigului în tensiune oferit de TEC într-un montaj dat. Este și firesc să fie așa deoarece variația curentului de *drenă*, pentru o rezistență de sarcină constantă este proporțională cu variația tensiunii de ieșire, deci g_m reprezintă o mărime proporțională cu cîștigul în tensiune al TEC-ului.

Urmărind graficul din figura 11.2 observăm că panta sa crește cu scăderea lui $|V_{GS}|$, fiind maximă pentru $V_{GS}=0$, adică atunci cînd I_D are valoarea maximă I_{DSS}. Concluzia practică importantă este aceea că amplificarea în tensiune a TEC-ului este mai mare la curenți I_D mari.

Dacă acceptăm pentru regiunea de saturație a lui I_D aproximația (6) a caracteristicii de transfer, expresia transconductanței devine

$$g_m = g_{m0}(1 - V_{GS}/V_P) \qquad (8)$$

unde am notat cu g_{m0} transconductanța maximă, obținută pentru $V_{GS}=0$,

$$g_{m0} = -2I_{DSS}/V_P. \qquad (9)$$

Din definiția (7) rezultă că transconductanța are dimensiunile conductanței electrice (inversul rezistenței), deci se poate exprima în unități Ω^{-1} sau A/V. În practică se preferă submultiplul mA/V, valorile curente ale lui g_{m0} (pentru J—TEC) fiind de 0,1—10 mA/V, adică de 40—50 de ori mai mici decît în cazul tranzistoarelor bipolare.

Relațiile precedente se păstrează cu o bună aproximație și pentru MIS—TEC-urile cu canal inițial. În cazul MIS—TEC-urilor cu canal indus, caracteristica de transfer în regiunea de saturație a lui I_D (fig. 11.4) are o expresie aproximativă de forma

$$I_D = \beta(V_{GS} - V_P)^n, \qquad (10)$$

unde β este un parametru constructiv, iar exponentul n are valoarea împrăștiată între 1 și 2.

Rezultă din cele expuse că în planul caracteristicii de transfer calculele sînt foarte simple, fiind suficientă cunoașterea prealabilă a valorilor I_{DSS} și V_P pentru exemplarul de TEC utilizat.

Mai mult, nici caracteristica de transfer nu este strict necesară, ea putînd fi înlocuită prin expresia aproximativă (6).

Exemplu. Lucrăm cu un J–TEC canal N pentru care am determinat în prealabil $I_{DSS} = 10$ mA și $V_P = -5$ V. Ne interesează transconductanța maximă, g_{mo}, tensiunea de polarizare V_{GS} necesară pentru un curent $I_D = 5$ mA și valoarea transconductanței în acest punct.

Din (9) deducem $g_{mo} = -2 \cdot 10\text{mA}/(-5\text{ V}) = 4$ mA/V, iar din relația (6) „rezolvată“ în raport cu V_{GS},

$$V_{GS} = V_P(1 - \sqrt{I_D/I_{DSS}}) \qquad (6')$$

obținem pentru $I_D = 5$ mA:

$$V_{GS} = -5\text{V}\,(1 - \sqrt{5\text{ mA}/10\text{ mA}}) \approx \approx -5\text{V}(1 - 0{,}707) \approx -1{,}46\text{ V}.$$

Panta în acest punct o deducem cu relația (8):

$$g_m = (4\text{ mA/V})\,(1 - 1{,}46\text{ V}/5\text{V}) \approx \approx 2{,}8\text{ mA/V}.$$

În utilizarea practică a caracteristicii de transfer mai intervin însă doi factori ce nu pot fi neglijați, anume împrăștierea mare din fabricație a parametrilor I_{DSS} și V_P pentru TEC-uri de același tip și efectul variațiilor de temperatură.

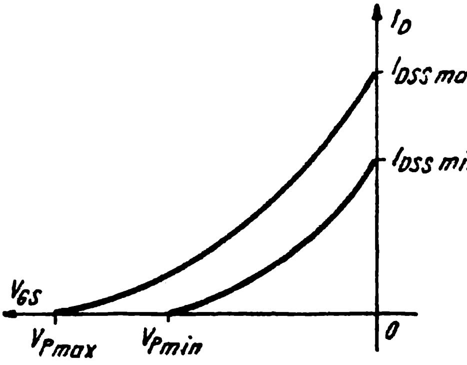


Fig. 11.16. Utilizarea caracteristicii de transfer.

Primul factor ne obligă la considerarea unor poziții extreme (minimă-maximă) pentru caracteristica de transfer, date ca atare în catalog sau deduse din plaja indicată a valorilor I_{DSS} și V_P, așa cum se arată în figura 11.16 (J–TEC canal N). Pentru un exemplar concret din tipul de TEC considerat, poziția reală a caracteristicii, la o temperatură dată, poate fi determinată numai prin măsurarea experimentală a mărimilor I_{DSS} și V_P.

Efectul variațiilor de temperatură este ilustrat în figura 11.17 (J–TEC canal N). Se observă că odată cu creșterea temperaturii de la T_1 la T_2, curentul I_{DSS} scade de la I_{DSS1} la I_{DSS2} (datorită reducerii mobilității purtătorilor de sarcină din canal), iar tensiunea de prag crește în modul de la V_{P1} la V_{P2}. Caracteristicile de transfer pentru cele două temperaturi se intersectează într-un punct de abscisă V_{GSZ}, indicele Z semnificînd faptul că pentru

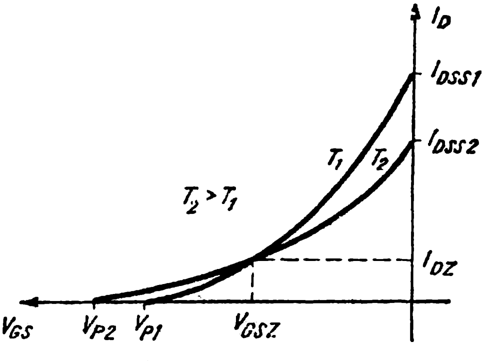


Fig. 11.17. Efectul variațiilor de temperatură.

această valoare a tensiunii *grilă-sursă* coeficientul de variaţie cu temperatura a lui I_D este zero. Pentru valori $|V_{GS}| > |V_{GSZ}|$, curentul I_D creşte cu temperatura, iar pentru $|V_{GS}| < |V_{GSZ}|$, I_D scade cu creşterea temperaturii.

TEC-ul este utilizat cel mai frecvent în zona curenţilor mari I_D, unde panta g_m este mai mare. Prin coincidenţa fericită, în această zonă I_D scade cu creşterea temperaturii, deci nu mai intervin supărătoarele probleme legate de ambalarea termică.

În unele aplicaţii speciale, unde stabilitatea termică este prioritară în raport cu cîştigul (de exemplu, instrumente de măsură), se preferă polarizarea statică a TEC-ului cît mai aproape de V_{GSZ}, care pentru J—TEC are valoarea aproximativă

$$|V_{GSZ}| = |V_P| - 0{,}63\ V \qquad (11)$$

şi corespunde curentului de drenă

$$I_{DZ} = I_{DSS}\,(0{,}63\ \mathrm{V}/\mathrm{V}_P)^2 \qquad (12)$$

MODURI DE CONEXIUNE

Dispozitiv activ capabil să ofere cîştiguri (modeste) în tensiune, respectiv cîştiguri imense în curent şi în putere, TEC-ul este folosit cu precădere în circuite de amplificare în curent continuu sau alternativ. Ne vom referi în continuare tot la un J—TEC canal *N*, concluziile putînd fi transpuse uşor şi pentru celelalte tipuri.

După modul în care se aplică semnalul de intrare şi respectiv se culege semnalul de ieşire, deosebim trei tipuri fundamentale de conexiune, denumite *cu sursă comună (SC)*, *cu drenă comună* sau *repetor pe sursă (DC)* şi *cu grilă comună (GC)*, reprezentate schematic în figurile 11.18, 11.19 şi 11.20 pentru cazul general al amplificatoarelor c.a.

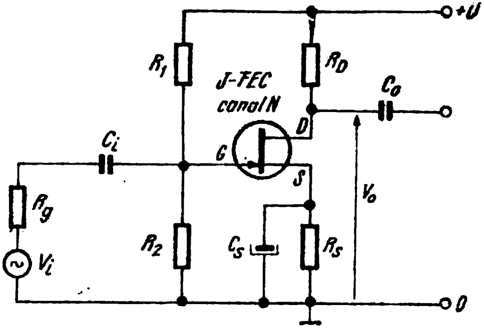


Fig. 11.18. Montaj SC (sursă comună).

În montajul *SC* (fig. 11.18), terminalul sursă este comun circuitelor de intrare şi de ieşire, fiind pus la masă în alternativ prin reactanţa neglijabilă a capacitorului C_S. Semnalul de intrare V_i, produs de generatorul c.a. cu rezistenţa internă R_g, se aplică între grilă şi masă (sursă) prin capacitorul C_i, iar semnalul de ieşire V_0 se culege între drenă şi masă prin intermediul lui C_0.

Alternanţele pozitive ale semnalului de intrare reduc tensiunea inversă aplicată joncţiunii grilă-sursă prin reţeaua de polarizare statică R_1, R_2, R_s. În consecinţă, lor le corespunde o creştere a curentului de drenă, implicit a căderii de tensiune pe R_D, ceea ce înseamnă o scădere a potenţialului în punctul *D*. Rezultă că montajul *SC* inversează faza semnalului, la fel ca etajul cu emitor comun din cazul tranzistoarelor bipolare.

Rezistența de intrare este egală practic cu $R = R_1 \| R_2 = R_1 R_2/(R_1 + R_2)$, rezistența grilă-sursă a TEC-ului, aflată în paralel cu R, fiind mult mai mare.

La ieșire, rezistența r_{ds} a canalului (de la bornele căreia se culege semnalul V_0) se află în alternativ în paralel cu R_D. Pentru $R_D \ll r_{ds}$, cum se obișnuiește de fapt, tensiunea de ieșire este practic egală cu variațiile căderii de tensiune pe R_D, $V_0 = -R_D \, \Delta I_D$ (semnul minus subliniază faza inversată). Dacă, în plus, rezistența R_g a generatorului și reactanța lui C_i sînt foarte mici în comparație cu R_i putem aproxima $V_i = \Delta V_{GS}$, deci, ținînd cont de definiția transconductanței (7), obținem:

$$V_0 = -R_D \cdot \Delta I_D = -R_D \cdot g_m \cdot \Delta V_{GS} = -R_D \cdot g_m \cdot V_i.$$

În aceste condiții, cîștigul la tensiune al etajului SC este deci:

$$A_V = V_0/V_i = -g_m R_D. \qquad (13)$$

Practic, R_D se ia de ordinul kiloohmilor sau al zecilor de kiloohmi, ceea ce conduce la valori A_V de ordinul zecilor, deci mai mici decît în cazul tranzistorului bipolar.

Fără a intra în detalii, menționăm că expresia generală a cîștigului în tensiune este:

$$A_V = -\frac{g_m R_D}{1 + g_{ds} R_D} \cdot \frac{R}{R + R_i}, \qquad (14)$$

de unde regăsim ușor relația (13) pentru $R_D \ll r_{ds}$ și $R_g \ll R$.

La frecvențe înalte, cîștigul în tensiune scade datorită efectului de șuntare al capacității de intrare:

$$C_i = C_{gs} + (1 + g_m R_D) C_{gd}, \qquad (15)$$

C_{gs} și C_{gd} avînd valori curente de ordinul picofarazilor.

În fine, mai menționăm că montajul *SC* poate fi folosit și cu rezistența de sursă nedecuplată (fără C_S), caz în care cîștigul scade simțitor, în schimb el devine mai puțin dependent de amplitudinea semnalului de intrare și, lucru foarte important, mai puțin dependent de exemplarul de TEC utilizat. Pentru R_D, $R_S \ll r_{ds}$ și $g_m \cdot R_S \gg 1$, putem aproxima

$$A_V \approx -R_D/R_S, \qquad (16)$$

relație asemănătoare cazului cu R_E nedecuplată de la montajul *EC*.

Montajul cu drenă comună (fig. 11.19) este similarul repetorului pe emitor cu tranzistoare bipolare, caracterizîndu-se prin cîștig subunitar în tensiune și amplificare fără inversare de fază. El se utilizează ca adaptor de impedanță sau separator, fiind mai bun ca repetorul pe emitor în ceea ce privește rezistența de intrare (mult mai mare) și capacitatea de intrare (mult mai mică). În schimb, cîștigul în tensiune al repetorului pe sursă este sensibil subunitar (practic 0,7—0,9) și rezistența de ieșire este mai mare ca la repetorul pe emitor.

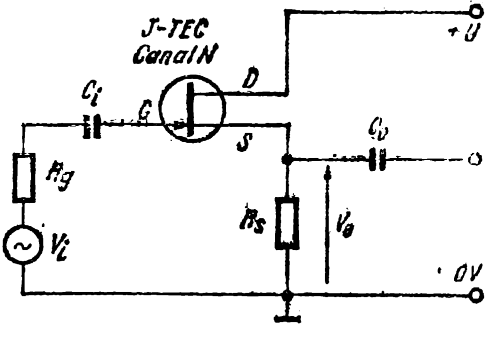


Fig. 11.19. Montaj DC (drenă comună).

Pentru $R_S \ll r_{ds}$, cîştigul în tensiune poate fi aproximat prin relaţia:

$$A_V = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \tag{17}$$

de unde se observă că $A_V \approx 1$ pentru $g_m R_S \gg 1$ (condiţie greu de realizat).

Capacitatea de intrare

$$C_i = C_{gd} + (1 - A_V)C_{gs} \tag{18}$$

are valori mult mai mici decît în cazul montajului SC, deci repetorul pe sursă se pretează mai bine la lucrul în frecvenţe înalte.

Rezistenţa de ieşire, cu valori curente de ordinul sutelor de ohmi, are expresia aproximativă:

$$R_0 \approx 1/(g_m + 1/R_S). \tag{19}$$

Montajul cu grilă comună (fig. 11.20) prezintă interes îndeosebi în domeniul frecvenţelor înalte, fiind caracterizat prin rezistenţă de intrare mică, rezistenţă de ieşire mare, cîştig unitar în curent şi amplificare mică în tensiune, fără inversare de fază, practic:

$$A_V = g_m R_D. \tag{20}$$

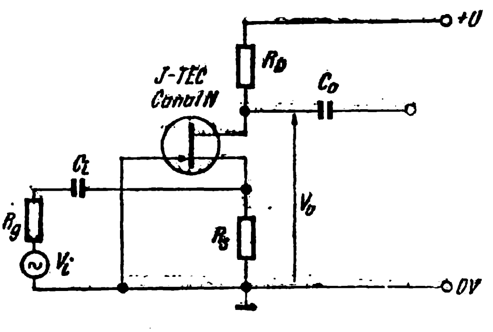


Fig. 11.20. Montaj GC (grilă comună).

CIRCUITE DE POLARIZARE

Funcţionarea montajelor cu TEC se bazează pe variaţia tensiunii V_{GS} (şi implicit a curentului I_D) în jurul unor valori statice predeterminate, provocată de variaţiile semnalului de intrare, V_i.

Polarizarea statică, adică în absenţa semnalului V_i (în repaus) se obţine de la sursa de alimentare cu ajutorul unor reţele rezistive, dimensionate în funcţie de performanţele prioritare pe care urmărim să le obţinem de la montaj (ca de exemplu: liniaritate maximă, amplificare maximă, semnal de ieşire maxim, stabilitate termică optimă, impedanţă de intrare maximă etc.)

Ca şi la tranzistorul bipolar, analiza se face întîi în planul caracteristicilor de ieşire, folosind noţiunile de punct static de funcţionare şi dreaptă de sarcină. În figura 11.21 este dat un exemplu concret în care se urmăreşte obţinerea unei plaje mari de variaţie a tensiunii de ieşire. În acest scop s-a luat o tensiune de alimentare mare,

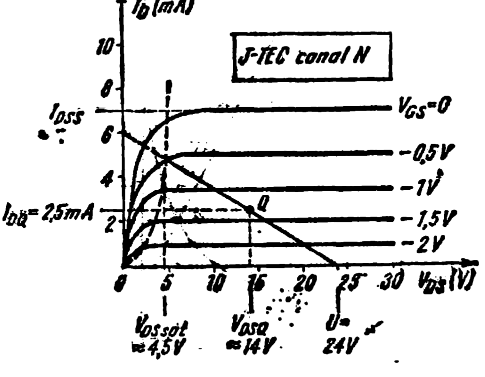


Fig. 11.21. Exemplu pentru obţinerea unei plaje mari de variaţie a tensiunii de ieşire.

$U = 24$ V, alegînd totodată un curent de drenă în repaus de valoare medie, $I_{DQ} = 2{,}5$ mA. Dreapta de sarcină, care pornește din punctul $V_{DS} = U = 24$ V de pe axa absciselor, se poziționează astfel ca punctul Q, aflat la intersecția ei cu orizontala $I_D = I_{DQ} = 2{,}5$ mA, să aibă abscisa V_{DSQ} aproximativ la jumătatea intervalului delimitat de tensiunea de saturație $V_{DS\,sat}$ la stînga, respectiv de $V_{DS} = U$ la dreapta.

Un calcul elementar ne conduce în acest caz la valoarea rezistenței de drenă:

$$R_D \approx \frac{U - V_{DS\,sat}}{2 \cdot I_{DQ}} \approx \frac{24\,V - 4{,}5\,V}{5\text{ mA}} = 3{,}9\text{ k}\Omega.$$

Din caracteristica de transfer a TEC-ului (fig. 11.22) deducem valoarea corespunzătoare a tensiunii statice grilă-sursă, $V_{GSQ} = -1{,}3$ V.

O metodă simplă de realizare practică a polarizării statice este cea din figura 11.23. Curentul $I_S = I_D$ produce la bornele rezistenței R_S o cădere de tensiune $V_S = R_S I_D$. Prin intermediul unei rezistențe R_G (de cîțiva megohmi) grila este pusă la masă, astfel că tensiunea grilă-sursă are valoarea $V_{GS} = -R_S I_D$. Pentru a obține valorile statice dorite, $V_{GSQ} = -1{,}3$ V și $I_{DQ} = 2{,}5$ mA, este deci suficient să luăm $R_S = -V_{GSQ}/I_{DQ} = 520\ \Omega$.

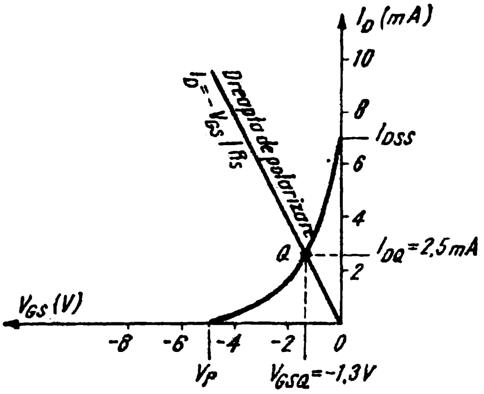


Fig. 11.22. Caracteristica de transfer a TEC-ului pentru deducerea V_{GSQ}.

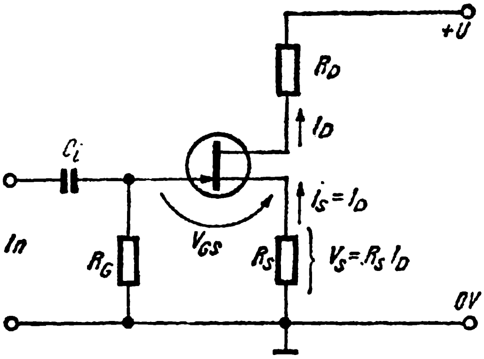


Fig. 11.23. Metodă simplă pentru realizarea polarizării statice.

Să ne reamintim însă împrăștierea mare din fabricație a parametrilor TEC, pe care cataloagele o pun în evidență de obicei prin indicarea valorilor I_{DSS} și V_P minime, tipice și maxime. Pe baza acestora și cu ajutorul relației (6) putem trasa (dacă în catalog nu se dau) cele trei poziții ale caracteristicii de transfer indicate în figura 11.24.

Polarizînd TEC-ul ca în figura 11.23, curentul de repaus poate lua practic orice valoare între limitele I_{DA} și I_{DB}, corespunzătoare punctelor A și B în care dreapta de polarizare intersectează caracteristicile extreme. Numai măsurarea experimentală a exemplarului poate preciza poziția reală a punctului static. Oricum, metoda din figura 11.23 este mai bună decît simpla

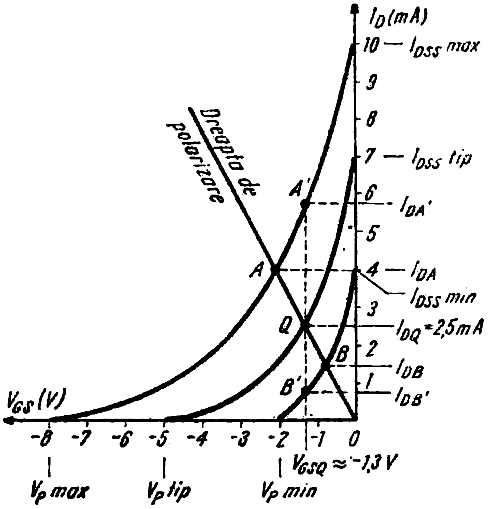


Fig. 11.24. Trasarea a trei poziţii ale caracteristicii de transfer.

polarizare a joncţiunii cu o tensiune constantă V_{GSQ}, deoarece în acest caz plaja de variaţie a curentului static în funcţie de împrăştierea de fabricaţie ar fi mult mai mare, între $I_{DA'}$ şi $I_{DB'}$.

Atunci cînd curentului de repaus I_{DQ} i se impune o plajă restrînsă de variaţie (de exemplu, ca în figura 11.25, între I_{DA} şi I_{DB}), este posibil să nu existe o dreaptă care să treacă printre punctele *A* şi B şi în acelaşi timp prin originea axelor, *O*. În astfel de situaţii polarizarea statică se face ca în figura 11.26, unde grilei i se aplică potenţialul suplimentar $V_G = R_2U/(R_1 + R_2)$, obţinut cu ajutorul divizorului $R_1 - R_2$. Ecuaţia dreptei de polarizare este $I_D = (V_G - V_{GS})/R_S$.

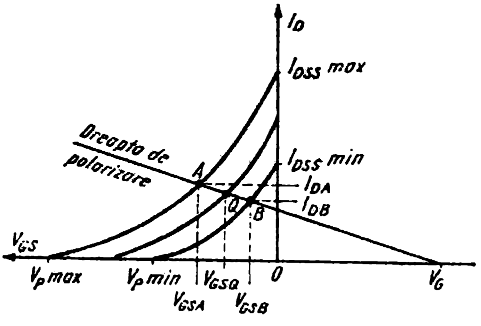


Fig. 11.25. Cazul în care se impune o plajă restrînsă de variaţie pentru I_{DQ}.

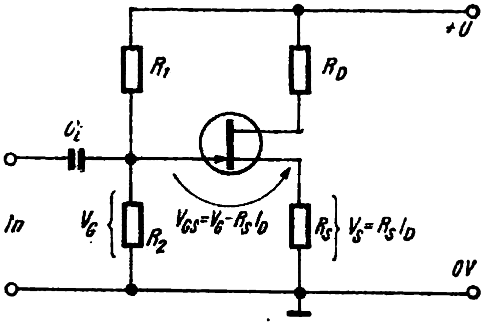


Fig. 11.26. Exemplu pentru polarizarea statică a cazului din figura 11.25.

Proiectînd valorile date I_{DA} şi I_{DB} pe caracteristicile extreme obţinem punctele *A* şi *B*, cărora le corespund tensiunile grilă-sursă V_{GSA} şi V_{GSB}. Valoarea rezistenţei R_S este numeric egală cu inversul pantei fizice a dreptei de polarizare, deci poate fi calculată cu relaţia:

$$R_S = \frac{|V_{GSA}| - |V_{GSB}|}{I_{DA} - I_{DB}}.$$

Tensiunea suplimentară de polarizare, V_G, se determină grafic, iar „realizarea" ei practică se rezumă la calculul divizorului $R_1 - R_2$ după metoda cunoscută de la tranzistorul bipolar, cu deosebirea că aici rezistenţele pot fi mult mai mari (cîţiva megohmi).

În fine, mai menţionăm ca variantă a circuitului de polarizare cu divizor

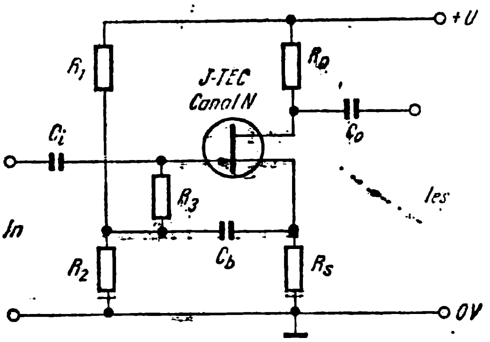


Fig. 11.27. Variantă a circuitului de polarizare cu divizor.

schema din figura 11.27, unde s-a aplicat în plus reacţia de tip *bootstrap* pentru mărirea impedanţei de intrare a montajului.

PROTECŢIA GRILEI. PRECAUŢII DE MANIPULARE

J—TEC-urile care nu sînt protejate intern la intrare pot fi distruse uşor prin aplicarea unor tensiuni directe excesive pe joncţiunea grilă-sursă. Riscul este mare îndeosebi atunci cînd se lucrează în curent alternativ, nivelul semnalului (mai greu de măsurat) fiind cunoscut doar orientativ.

În astfel de cazuri se recomandă (chiar dacă schema experimentată nu prevede) utilizarea unui circuit de limitare la intrare, de exemplu ca acela din figura 11.28. Atît timp cît tensiunea de intrare se menţine sub circa 0,5—0,6 V, diodele D_1 şi D_2 (de comutaţie, cu siliciu) rămîn practic blocate, deci nu influenţează montajul. Cînd se depăşeşte nivelul de prag într-un sens sau celălalt, dioda respectivă se deschide, conducînd un curent limitat de R_2. În acest fel semnalul aplicat pe poartă este menţinut între limitele extreme de circa ±0,8 V, nepericuloase pentru TEC (dacă ţinem cont şi de polarizarea statică existentă, obligatoriu inversă).

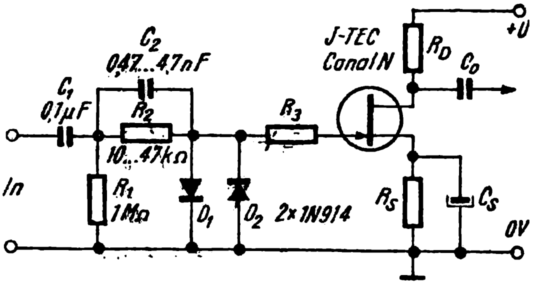


Fig. 11.28. Circuit de limitarea tensiunii de intrare pentru protecţie.

Rezistenţa R_2 formează împreună cu capacităţile parazite ale diodelor şi TEC-ului un filtru trece-jos, care ar produce o atenuare nedorită a frecvenţelor înalte. Tocmai din acest motiv a fost prevăzut capacitorul C_2, prin care frecvenţele înalte „ocolesc" filtrul, cu aceeaşi limitare impusă de diodele D_1, D_2.

În general, ca la orice dispozitiv semiconductor, un risc mare de deteriorare a TEC-urilor îl reprezintă depăşirea valorilor maxime admise ale tensiunilor (de alimentare şi respectiv de polarizare). Evident, acest risc nu poate fi preîntîmpinat fără cunoaşterea prealabilă a principalelor date de catalog, dar chiar şi atunci o precauţie suplimentară se dovedeşte adeseori salvatoare. Ţinînd cont de împrăştierea mare a parametrilor, de influenţele mai greu calculabile datorate variaţiilor de temperatură, ca şi de fluctuaţiile tensiunii de alimentare şi de erorile inerente de măsurare, este bine să ne luăm o marjă suplimentară de siguranță, reducînd cu 10—20% valorile maxime „garantate" de producător.

În cazul MOS-TEC-urilor neprotejate intern la intrare, pericolul de distrugere este mare chiar și la simpla atingere a terminalului grilă, ca și la depozitarea dispozitivelor în medii în care cîmpul electrostatic ambiant poate atinge intensități mari. Firmele producătoare menționează în cataloagele lor precauțiile de manipulare și de păstrare ce se impun, livrînd totodată dispozitivele cu terminalele „scurtcircuitate" fie prin intermediul unor inele elastice metalizate trecute peste terminale, fie prin implantarea lor într-un burete cu conductivitate electrică mare. Îndepărtarea acestor șunturi electrice se va face numai la utilizarea practică a dispozitivului, mai precis după implantarea sa în circuit (în cazul MOS—TEC-urilor păstrate în burete se recomandă înfășurarea terminalelor cu un fir metalic subțire înainte de îndepărtarea buretului, urmînd ca acest fir să fie înlăturat după implantarea în circuit).

Atunci cînd lucrăm cu TEC-uri, o atenție deosebită trebuie să acordăm letconului care, prin izolația sa insuficientă, poate avea „pierderi de tensiune„ ce ar compromite dispozitivul de la prima atingere. De aceea este obligatoriu ca vîrful letconului să fie conectat electric la o priză bună de pămînt. De asemenea, în timpul lucrului se recomandă ca masa montajului să fie și ea conectată la priza de pămînt.

TEC-urile (și circuitele integrate cu intrare pe TEC) nu se scot din montaj cu sursa de alimentare conectată, iar atunci cînd se află în montaj, se interzice aplicarea semnalelor de intrare cu alimentarea deconectată.

DATE DE CATALOG

Chiar dacă sînt orientative și diferă adeseori de la o firmă producătoare la alta prin complexitate ca și prin valori numerice (pentru același tip de tranzistor), datele de catalog ale TEC-ului sînt strict necesare înaintea oricărei tentative de utilizare practică a dispozitivului.

Desigur, nu toate datele sînt esențiale, mai ales pentru unele aplicații simple, ca de exemplu în joasă frecvență sau în curent continuu, dar trebuie neapărat să cunoaștem măcar:

— tipul de TEC, modul de conectare internă a terminalelor și dispunerea acestora la capsulă;

— puterea de disipație maximă sau totală ($P_{d\,max}$, P_{tot});

— tensiunea maximă drenă-sursă ($V_{DS\,max}$);

— curentul de drenă pentru $V_{GS} = 0$ (I_{DSS});

tensiunea de prag grilă-sursă (V_P);

— transconductanța (g_m) sau alt parametru asociat (y_{fs} etc.).

Aplicațiile mai pretențioase impun cunoașterea capacităților interne (de intrare, de reacție etc.), a benzii de lucru în frecvență, a factorului de zgomot, a modului de variație cu temperatura și cu frecvența a unor parametri fundamentali etc.

Pentru cîteva tipuri de TEC de uz curent prezentăm în tabelul 11.I principalele date de catalog, în tabelul 11.II indicațiile producătorilor privind

Tabelul 11.1

J-TEC-Amplificare

Tip	$\pm V_{DS}$ [V]	P_{tot} [mW]	*la* T_{amb} [°C]	$-I_{GSS}$ *max* [nA]	I_{DSS} [mA] *min — max*	$-V_P$ *max* [V]	y_{fs} *min* $f = 1$ kHz [mA/V]	C_{rs} *tip* [pF]
BC 264 A	30	300	25	10	2—4,5	>0,5	2,5	1,2
BC 264 B		300	25		3,5—6,5		3	
BC 264 C					5—8		3,5	
BC 264 D					7—12		4	
BF 245 A	30	300	75	5	2—6,5	8	<6,5	1,1
BF 245 B					6—15			
BF 245 C					12—25			
BF 246 A	25	300	75	5	30—80	14,5	8	3,5
BF 246 B					60—140			
BF 246 C					110—250			
BF 256 A	30	300	75	5	3—7	—	4,5	0,7
BF 256 B					6—13			
BF 256 C					11—18			
BFW 10	30	300	25	0,1	8—20	8	<6,5	0,6
BFW 11					4—10	6		
BFW 12	30	150	110	0,1	1—5	2,5	2	<0,8
BFW 13					0,2—1,5	1,2	1	
BFW 61	25	300	25	1,0	2—20	8	<6,5	<2
2 N 3823	30	300	25	0,5	4—20	8	<6,5	<2

J-TEC-Comutație

Tip	$\pm V_{DS}$ [V]	P_{tot} [mW]	*la* T_{amb} [°C]	$-I_{GSS}$ *max* [nA]	I_{DSS} *min* [mA]	$-V_P$ *max* [V]	r_{dson} *max* [Ω]	t_{on} *max* [ns]	t_{off} *max* [ns]
BSV 78	40	350	25	0,25	50	11	25	10	10
BSV 79					20	7	40	15	15
BSV 80					10	5	60	15	25
2 N 4391	40	1 800	25	0,1	50	10	30	15	20
2 N 4392					25	5	60		35
2 N 4393					5	3	100		50

Notă: I_{GSS} — curentul rezidual de poartă (pentru $V_{DS} = 0$, V_{GS} — specificată)
C_{rs} — capacitatea de reacție în montaj SC
r_{dson} — rezistența drenă-sursă în conducție (în c.a.).

Tabelul 11.II

TEC	*Tip*	*Aplicaţii*
J-TEC canal *N*	BF245A-C	c.c. — Î.F., amplificare
	BF246A-C	F.Î.F. — U.Î.F., mixare, comutaţie
	BF256A-C	F.Î.F. — U.Î.F., amplificare, mixare
	BF410A-D	F.Î.F., amplificare, mixare (tensiune mică de alimentare)
	BFQ10-16	dubleţi monolitici pentru amplificare diferenţială
	BFR30-31	c.c. — Î.F., amplificare în circuite hibride
	BFS21,BFS21A	perechi discrete pentru amplificare diferenţială
	BFT46	amplificare de nivel mic
	BFW10-13	F.Î.F., amplificare în echipamente profesionale (zgomot redus)
	BFW61	amplificare de uz general
	BSR56-58	comutaţie în circuite hibride (rezistenţă mică în conducţie)
	2N3822	aplicaţii generale în tensiune înaltă; amplificare Î.F.
	2N3823	Î.F. amplificare
	2N3966	comutaţie de mică putere (multiplexare)
	2N4091-4093	comutaţie (uz industrial)
	2N4391-4393	comutaţie (uz industrial)
	2N4856-4861	comutaţie (uz industrial)
MOS-TEC canal iniţial N (depletion)	ROS02	amplificare şi comutaţie de uz general (impedanţă foarte mare)
	BF327	F.Î.F., amplificare (dublă poartă)
	BF981	F.Î.F., echipamente de telecomunicaţii, zgomot redus (dublă poartă)
	BFR29	amplificare liniară (impedanţă foarte mare)
	BFR84	F.Î.F., amplificare (dublă poartă)

(continuare tab. 11.II)

TEC	*Tip*	*Aplicaţii*
	BFS28	F.Î.F., amplificare, impedanţă foarte mare (dublă poartă)
	BSV81	comutaţie
MOS-TEC canal indus *N* (enhancement)	SD200-203	U.Î.F., amplificare
	SD210-215	comutaţie, în circuite analogice şi digitale
	SD300	F.Î.F. — U.Î.F., amplificare şi mixare (dublă poartă)
	SD303-306	F.Î.F. — U.Î.F., amplificare şi mixare (dublă poartă)

domeniile specifice de utilizare, iar în figura 11.29 cîteva moduri curente de dispunere a terminalelor.

*

Nu ne-am propus şi nici nu ar fi cu putinţă să epuizăm în acest capitol vasta gamă de aspecte teoretice fundamentale privitoare la structura, clasificarea şi funcţionarea tranzistoarelor cu efect de cîmp. Cele expuse reprezintă doar un ghid sumar menit a-l ajuta pe constructorul începător să se orienteze în literatura de specialitate şi, sperăm, să-i călăuzească primii paşi pe calea abordării experimentale a montajelor cu TEC. Împrăştierea mare a parametrilor acestor dispozitive, pe care am subliniat-o repetat, nu trebuie să-l sperie pe constructorul amator. El are marele avantaj — în comparaţie cu proiectanţii de montaje industriale — că îşi poate optimiza schema experimental, adaptînd-o la exemplarul concret de TEC cu care lucrează şi pe care îl poate măsura în prealabil.

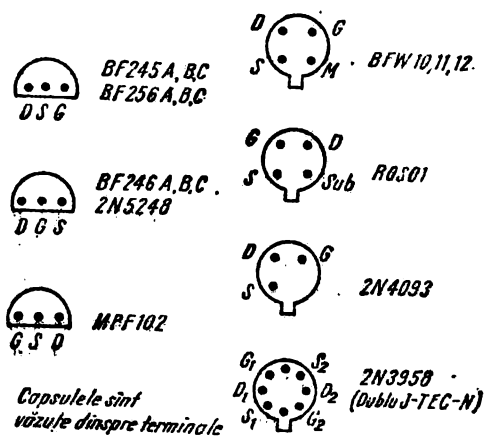


Fig. 11.29. Moduri curente de dispunere a terminalelor.

Aplicaţii

TEC-urile pot înlocui tranzistoarele bipolare în nenumărate aplicaţii, dar, desigur, substituirea este preferabilă numai atunci cînd se valorifică substanţial unul sau mai multe dintre avantajele lor. În continuare vom aminti pe scurt, sub forma unor exemple concrete, cîteva dintre aplicaţiile tipice ale TEC-urilor, selecționate tocmai prin prisma acestei idei.

Începem cu avantajul incontestabil al TEC-ului de a prezenta rezistență imensă de intrare, proprietate deosebit de utilă atunci cînd dorim să punem în evidență, să înregistrăm, să amplificăm sau să măsurăm semnalele electrice debitate de unele surse „slabe“ (curenți foarte mici, respectiv impedanțe interne foarte mari).

Astfel, în figurile 11.30, 11.31 și 11.32 sînt date trei variante simple de *voltmetru electronic* pentru tensiune continuă, realizate cu unu sau cu două TEC-uri în conexiune cu drena comună. Montajele nu amplifică în tensiune (cîștig subunitar), în schimb impedanțele lor enorme de intrare permit utilizarea unor divizoare rezistive de intrare cu valori de ordinul megohmilor sau al zecilor de megohmi. Desigur, aceasta impune ecranarea atentă a blocului de intrare și a cordoanelor de măsurare, ca și izolarea corespunzătoare a componentelor.

Prima variantă (fig. 11.30) a fost concepută pentru două domenii de măsurare, cu divizoare separate (R_1—R_3, respectiv R_2—R_3), pentru o mai ușoară calibrare. Instrumentul M, împreună cu rezistența înseriată a lui P_1, constituie un voltmetru c.c. cu indicația la cap de scală reglabilă din P_1. El măsoară diferența dintre potențialul fix din punctul median al divizorului R_6—P_2—R_7 și potențialul din sursa tranzistorului, variabil proporțional cu tensiunea U_x aplicată la intrare.

Tranzistorul se aduce într-un regim de lucru în zona de saturație, cu un curent static de valoare medie, prin ajustarea lui R_5. De exemplu, pentru T — BFW 10 se ia $I_D = 3$—6 mA, prin alegerea lui R_5 orientativ între 300 Ω și 1,5 kΩ. Urmează reglajul zeroului din potențiometrul P_2, cu bornele de intrare libere și cu P_1 dat inițial la valoarea maximă înseriată; la nevoie se corectează valoarea lui R_7. Etalonarea se face aplicînd la intrare o tensiune cunoscută, de exemplu $U_x = 3$ V (cu K în poziția respectivă) și ajustînd potențiometrul P_1 pentru indicația dorită a instrumentului, respectiv capul de scală în exemplul ales. Dacă rezistențele R_1 și R_2 au abateri mici, etalonarea se păstrează bine și pentru celălalt domeniu (în caz contrar, fără a mai umbla la P_1, se ajustează valoarea lui R_1). Dacă

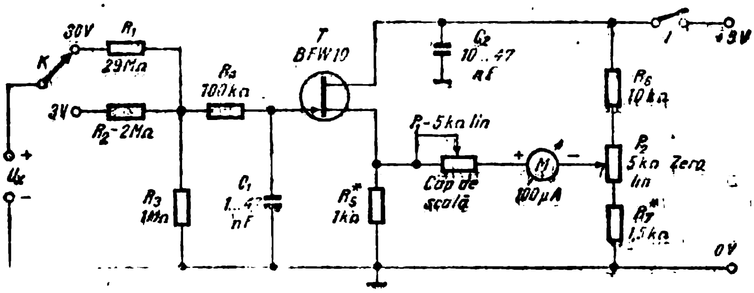


Fig. 11.30. Voltmetru electronic, cu divizoare separate.

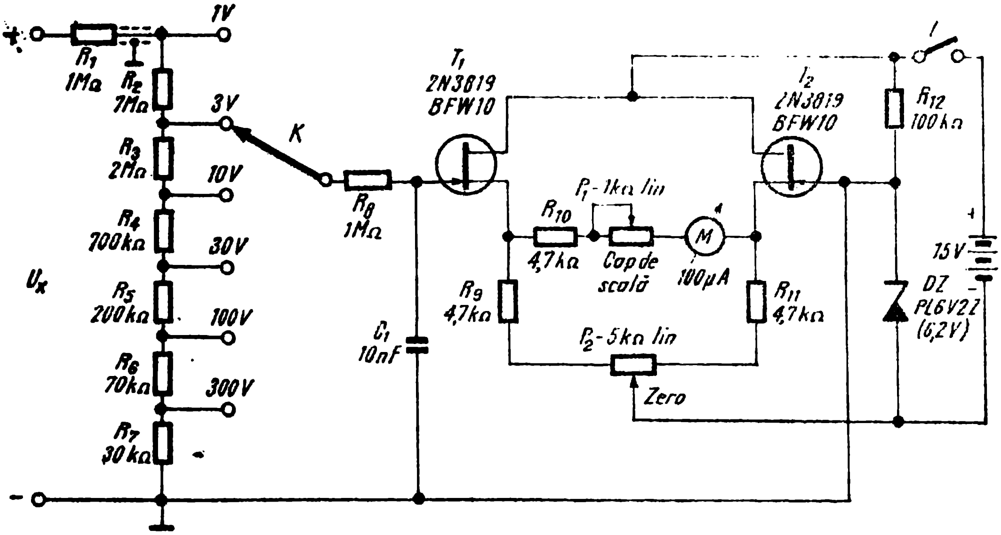

+
1V
R_1
1MΩ
R_2
7MΩ
3V
R_3
2MΩ
10V
R_4
700kΩ
30V
U_x
R_5
200kΩ
100V
R_6
70kΩ
300V
R_7
30kΩ
–
K
R_8
1MΩ
C_1
10nF
T_1
2N3819
BFW10
R_9
4,7kΩ
R_{10}
4,7kΩ
P_1-1kΩ lin
Cap de scală
M
100μA
P_2-5kΩ lin
Zero
T_2
2N3819
BFW10
R_{11}
4,7kΩ
I
R_{12}
100kΩ
15V
DZ
PL6V2Z
(6,2V)

Fig. 11.31. Variantă de voltmetru electronic.

reglarea capului de scală nu este posibilă sau nu este suficient de fină, se corectează valoarea lui P_1 prin înserierea unor rezistenţe adecvate.

Alimentarea se face de la o sursă bine filtrată, preferabil stabilizată, consumul montajului fiind de ordinul miliamperilor. Stabilitatea termică este destul de bună, dar se impune totuşi reglajul zeroului înaintea fiecărei serii de măsurători.

În varianta îmbunătăţită din figura 11.31, divizorul de referinţă este realizat cu un al doilea TEC de acelaşi tip, tot în conexiune *DC*, obţinîndu-se astfel o derivă termică mult mai mică. Tranzistoarele vor fi pe cît posibil împerecheate (de exemplu, se sortează două exemplare la care, pentru $I_D = 1$ mA, tensiunile corespunzătoare V_{GS} să nu difere cu mai mult de 10 — 20%).

T_2 este polarizat cu ajutorul unei diode Zener, dar aceasta se alimentează printr-o rezistenţă foarte mare (R_{12}), pentru reducerea consumului. Prin urmare, reglajul de zero, efectuat din P_2, va fi dependent puţin de tensiunea bateriei (oricum, el se verifică înaintea fiecărei serii de măsurători), în schimb bateria poate fi astfel utilizată pînă cînd tensiunea ei scade la circa 9 V.

Intrarea este aici cu divizor unic, calculat pentru şase domenii de măsurare între 1 V şi 300 V. Rezistenţele din divizor vor fi sortate atent ($\pm 1 - \pm 2\%$), pentru ca etalonarea capului de scală pe unul din domenii să se păstreze bine şi pe celelalte.

În fine, figura 11.32 prezintă o schemă asemănătoare, unde montajul diferenţial este transpus pe tranzistoare bipolare (repetoare pe emitor), iar TEC-ul este folosit pentru a „amplifica" rezistenţa de intrare a lui T_2 (T_3 este polarizat cu o tensiune stabilizată, din divizorul R_8—P_2—R_9). Desigur, aici se impune împerecherea lui T_2

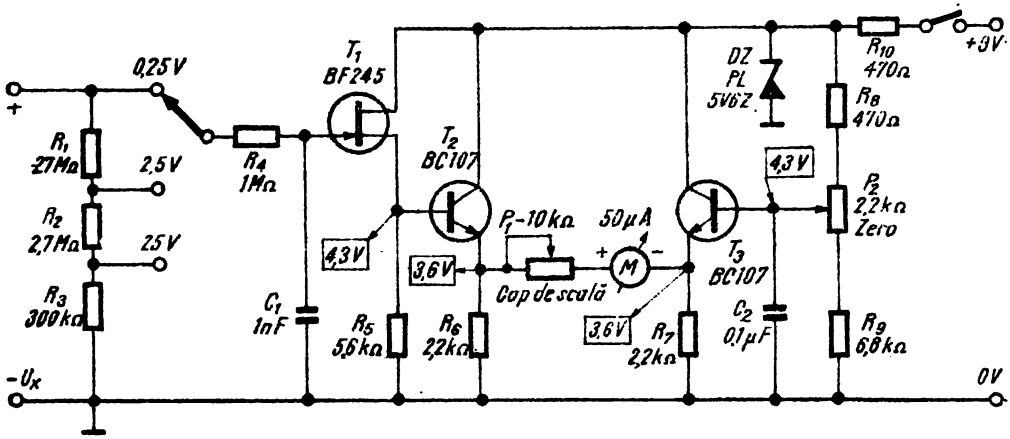

0,25V
+
R1 27MΩ
2,5V
R2 2,7MΩ
25V
R3 300kΩ
-Ux
R4 1MΩ
C1 1nF
T1 BF245
4,3V
R5 5,6kΩ
T2 BC107
3,6V
R6 2,2kΩ
P1-10kΩ
Cap de scală
50μA
M
3,6V
R7 2,2kΩ
DZ PL 5V6Z
4,3V
T3 BC107
C2 0,1μF
R10 470Ω
R8 470Ω
P2 2,2kΩ Zero
R9 6,8kΩ
+9V
0V

Fig. 11.32. Voltmetru electronic cu tranzistoare bipolare şi TEC.

şi T_3, sarcină mult mai uşoară pentru amator.

Un alt domeniu în care impedanţa de intrare mare a TEC-ului se dovedeşte utilă este acela al *montajelor bazate pe încărcarea sau descărcarea în timp a capacitoarelor* (comutatoare mono sau bistabile, multivibratoare astabile, diverse generatoare de semnale, temporizatoare etc.), anume atunci cînd se doreşte obţinerea unor timpi mari, de ordinul orelor.

Se ştie că un capacitor, C, alimentat de la o tensiune constantă, E, se încarcă după o lege exponenţială de forma $U(t)=E(1-e^{-t/\tau})$, unde $\tau=RC$ reprezintă timpul după care tensiunea atinge circa 63% din valoarea E(R— în ohmi, C— în farazi, τ — în secunde).

Teoretic, încărcarea durează un timp infinit, dar practic rezistenţa de izolaţie finită a capacitorului, R_{iz}, formează împreună cu R un divizor care limitează tensiunea maximă la bornele lui C, implicit timpul de încărcare.

Utilizînd capacitoare cu izolaţie foarte bună, se pot obţine timpi mari de încărcare (de ordinul orelor), alegînd valori suficient de mari pentru R. Problema care se pune însă este de a „urmări" încărcarea cu ajutorul unui montaj avînd rezistenţa de intrare R_{in} mult mai mare ca R, pentru a nu limita semnificativ tensiunea maximă la bornele lui C (fig. 11.33). Tocmai aici se dovedeşte util TEC-ul, permiţînd folosirea unor rezistenţe de încărcare de ordinul megohmilor sau al zecilor de megohmi, ceea ce asigură obţinerea

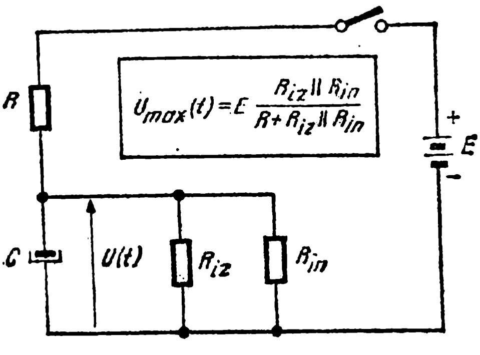

R
C
U(t)
Riz
Rin
+
E
-
Umax(t) = E · (Riz‖Rin)/(R+Riz‖Rin)

Fig. 11.33. Montaj pentru urmărirea încărcării capacitorului.

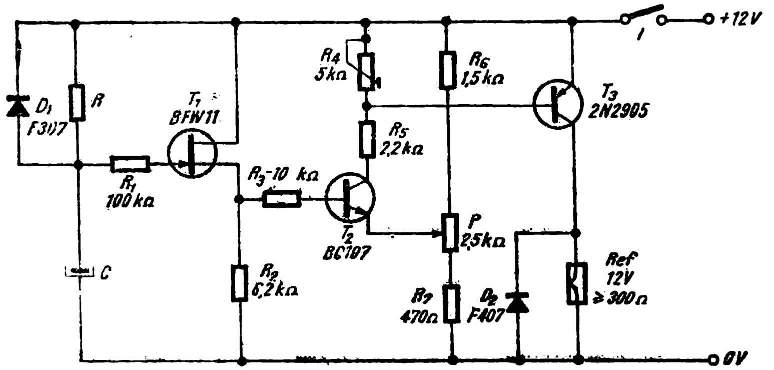

+12V
I
D_1
F307
R
T_1
BFW11
R_1
100kΩ
C
R_4
5kΩ
R_5
2,2kΩ
R_3-10 kΩ
T_2
BC107
R_2
6,2kΩ
R_6
1,5kΩ
P
2,5kΩ
R_7
470Ω
D_2
F407
T_3
2N2905
Ref
12V
≥300Ω
0V

Fig. 11.34. Temporizator.

unor timpi foarte mari cu capacități nu prea mari (condiția esențială de izolație bună a capacitoarelor este mai ușor de îndeplinit la capacități mici, pînă la zeci sau sute de microfarazi).

În figura 11.34 este prezentat un exemplu de *temporizator* care are la intrare un TEC în conexiune *DC*. Acesta repetă pe sursă potențialul pozitiv crescător aplicat grilei prin încărcarea capacitorului *C*, comandînd astfel comutatorul cu prag realizat din T_2 și T_3, care în final acționează un releu plasat în colectorul lui T_3. Prin alegerea convenabilă a valorilor *R* și *C*(*R* pînă la 10 MΩ, *C* pînă la 470 μF), durata de temporizare poate fi stabilită de la cîteva secunde pînă la cel puțin două ore. Pragul de deschidere a lui T_3 se ajustează din trimerul R_4, iar pragul de deschidere a lui T_2 se stabilește din potențiometrul *P*. Prin urmare, pentru o pereche dată de valori *RC*, durata de temporizare poate fi reglată între anumite limite prin manevrarea potențiometrului (poziția cursorului dictează tensiunea la bornele lui *C* în momentul acționării releului).

Impedanța mare de intrare a TEC-urilor, factorul lor redus de zgomot și banda largă de freovență le face tot mai des întîlnite în diverse *montaje de amplificare* în joasă sau înaltă frecvență, adeseori în combinație cu tranzistoare bipolare, pentru compensarea cîștigului modest în tensiune. Pentru exemplificare, în figura 11.35 este prezentată schema unui preamplificator pentru microfon cu cristal (sau dinamic, de impedanță mare), utilizînd un J—TEC în conexiune *SC*. Regimul de lucru al tranzistorului se stabilește prin ajustarea lui R_2, iar adaptarea la sensibilitatea microfonului se optimizează din potențio-

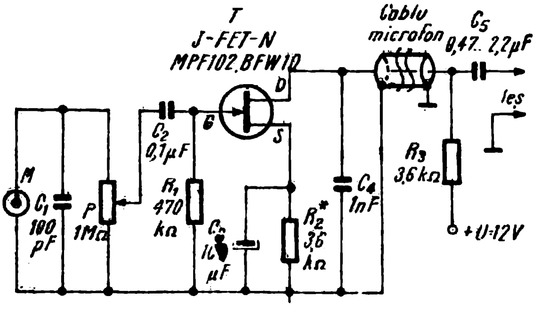

T
J-FET-N
MPF102.BFW10
D
G
S
Cablu microfon
C_5
0,47...2,2μF
Ieș
M
C_1
100 pF
P
1MΩ
C_2
0,1μF
R_1
470 kΩ
C_3
10 μF
R_2^*
3,6 kΩ
C_4
1nF
R_3
3,6kΩ
+U=12V

Fig. 11.35. Preamplificator pentru microfon cu cristal.

metru. După aceste reglaje se recomandă ca brațele lui P_1 (ca și R_1, R_2, R_3) să fie materializate prin rezistoare fixe cu peliculă metalică. Montajul se va introduce de preferință în carcasa microfonului, cît mai aproape de capsulă, alimentarea făcîndu-se prin cablul ecranat al microfonului. Preamplificatorul are o caracteristică liniară de răspuns în banda de audiofrecvență, cu un cîștig în tensiune de circa 17 dB.

Adeseori semnalele debitate de microfoanele cu cristal au nivelul suficient de mare pentru exercitarea amplificatoarelor AF, impunîndu-se doar intercalarea unor etaje de adaptare a impedanțelor (de fapt, amplificare în curent). Un astfel de exemplu este dat în figura 11.36, unde TEC-ul este în configurație de repetor pe sursă (C_3 pune drena la masă în alternativ). La ieșire se poate conecta un amplificator cu sensibilitatea de 100–200 mV și cu impedanța de intrare de ordinul kiloohmilor.

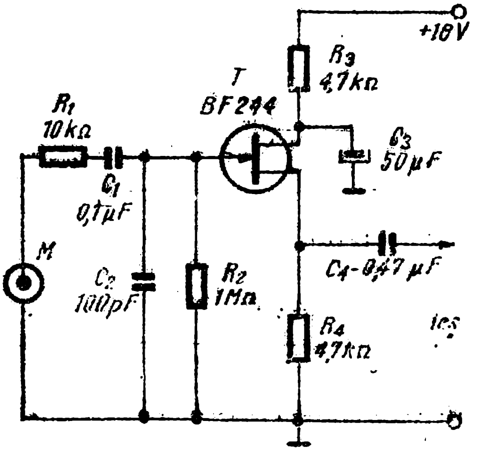

+18V
R3 4,7kΩ
T BF244
R1 10kΩ
C1 0,1μF
C3 50μF
M
C2 100pF
R2 1MΩ
C4-0,47μF
R4 4,7kΩ
ieș

Fig. 11.36. Etaj de adaptare a impedanțelor.

În figura 11.37 este dat un exemplu de combinație între un etaj cu TEC n configurație *SC* și un preamplificator *AF* cu un operațional de tip βA 741 în configurație de amplificator inversor. Rezultă astfel un cîștig ridicat în tensiune (reglabil din R_6), o impedanță mare de intrare și impedanță joasă de ieșire, în condițiile unui nivel redus de zgomot.

În cazul asocierii cu unul sau mai multe tranzistoare bipolare, TEC-ul echipează de regulă primul etaj (impedanță mare, zgomot redus). De exemplu, atunci cînd se asociază un

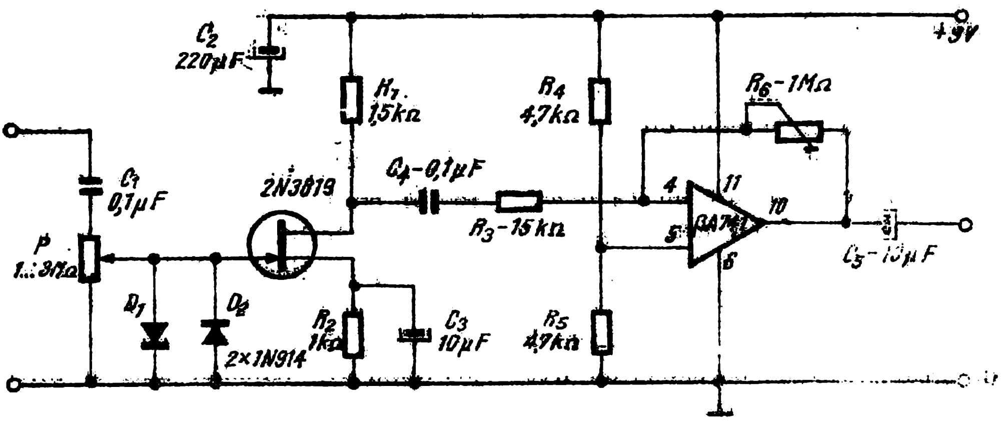

C2 220μF
+9V
R1 15kΩ
R4 4,7kΩ
R6-1MΩ
C1 0,1μF
2N3819
C4-0,1μF
4
11
10
5
βA741
8
R3-15kΩ
C5-10μF
P 1...3MΩ
D1
D2
2×1N914
R2 1kΩ
C3 10μF
R5 4,7kΩ

Fig. 11.37. Amplificator cu impedanță mare de intrare.

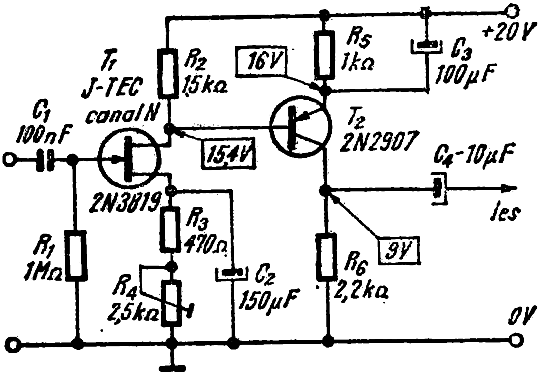


Fig. 11.38. Preamplificator AF cu cuplaj direct.

J—TEC canal *N* în montaj *SC* cu un tranzistor bipolar de tip *pnp*, în conexiune *EC*, se poate folosi cuplajul direct (galvanic), aşa cum se observă în cazul preamplificatorului AF din figura 11.38. Din semireglabilul R_4 se stabileşte polarizarea optimă a lui T_1, în funcţie de caracteristicile sale concrete, iar cîştigul total în tensiune poate fi modificat prin alegerea valorilor lui R_3 şi R_6.

Rezistorul din emitorul lui T_2 se înlocuieşte adeseori printr-o diodă Zener, care (datorită rezistenţei sale dinamice mici) permite suprimarea capacitorului de decuplare, C_3, rezultînd schema din figura 11.39. De data aceasta potenţialul din emitorul lui T_2 este dictat de diodă (în figură, circa 4 V), cel din baza lui T_2 de asemenea (cu circa 0,6 V mai mic), astfel că dioda Zener stabileşte practic potenţialul static din drena lui T_1.

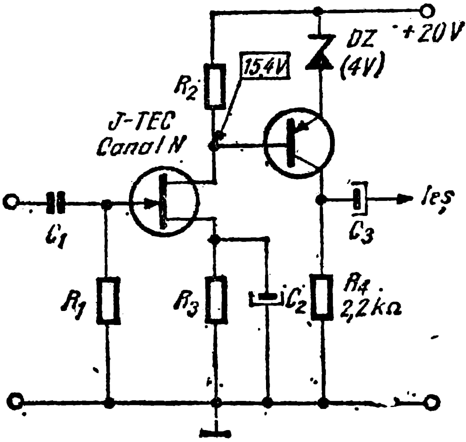


Fig. 11.39. Preamplificator cu diodă Zener ca sarcină de emitor.

În figura 11.40 este dat un exemplu de preamplificator cu banda de frecvenţă de circa 1 MHz, utilizînd combinaţia J—TEC canal *N* — tranzistor bipolar *pnp*. Aici TEC-ul este polarizat static cu rezistenţă în sursă (R_6), divizor (R_1—R_2) şi rezistenţă adiţională (R_3) în poartă, ceea ce îi conferă o mai bună stabilitate şi independenţă faţă de parametrii exemplarului utilizat. Efectul de şuntare al divizorului asupra intrării este minimalizat în c.c. prin introducerea rezistenţei R_3 în serie cu poarta, iar în alternativ, impedanţa de intrare este considerabil mărită prin aplicarea reacţiei bootstrap (C_2). Cîştigul global în tensiune, dat aproximativ de raportul $(R_7 + R_4)/R_4$, este de circa 20 dB. Schema poate fi experimentată practic cu orice tranzistoare avînd structurile indicate (T_1—BFW10, BF245 etc., T_2—BC177, BC251 etc.).

Fără a insista aici asupra acestor domenii, menţionăm doar că, datorită zgomotului propriu redus la frecvenţe mari, dependenţei scăzute de temperatură, distorsiunilor mici de intermodulaţie, cîştigului mare în curent şi impedanţelor mari de intrare, monta-

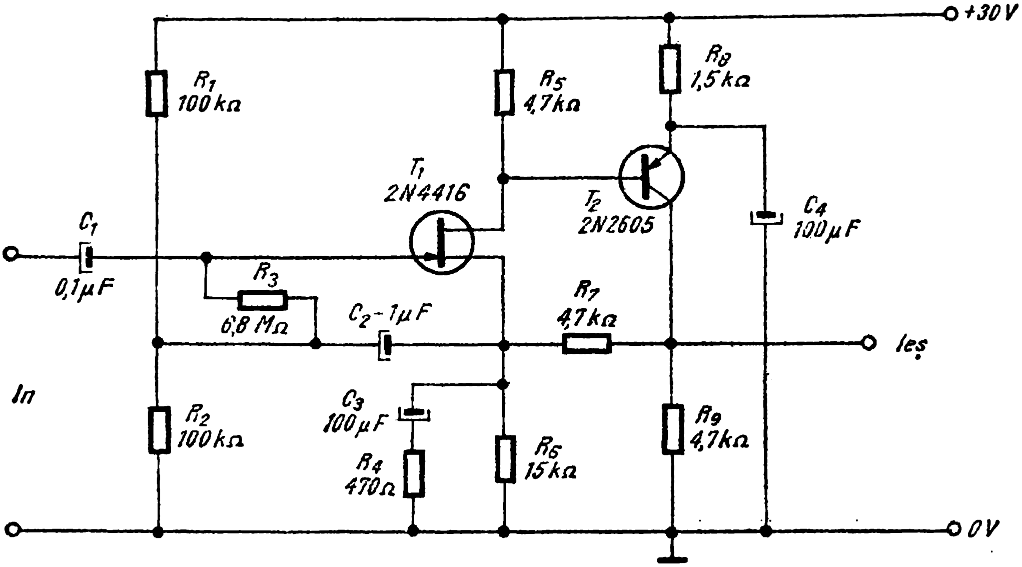

+30V
R1
100kΩ
R5
4,7kΩ
R8
1,5kΩ
T1
2N4416
T2
2N2605
C1
0,1µF
R3
6,8MΩ
C2-1µF
R7
4,7kΩ
C4
100µF
Ieş
In
R2
100kΩ
C3
100µF
R4
470Ω
R6
15kΩ
R9
4,7kΩ
0V

Fig. 11.40. Preamplificator cu banda de frecvenţă de circa 1 MHz.

jele de amplificare cu TEC sînt tot mai frecvent răspîndite în schemele complexe de radioemisie şi recepţie, în echipamentele de televiziune, în aparatura profesională de măsură etc., pînă la frecvenţe de ordinul sutelor de megahertzi. De asemenea, TEC-urile echipează numeroase montaje de oscilatoare de radiofrecvenţă, mixere, detectoare etc.

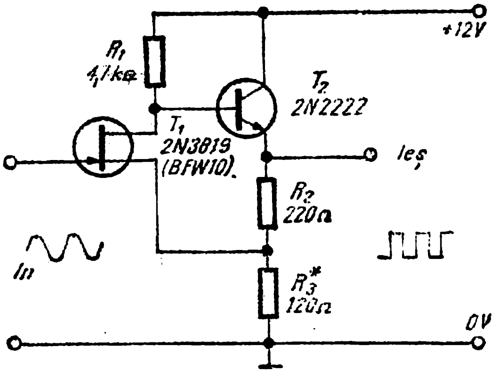

R1
4,7kΩ
+12V
T2
2N2222
T1
2N3819
(BFW10)
Ieş
R2
220Ω
R3*
120Ω
In
0V

Fig. 11.41. Trigger Schmitt.

Revenind la aplicaţiile de larg interes pentru constructorii amatori, prezentăm în figurile 11.41 şi 11.42 două variante de *trigger Schmitt* cu unu, respectiv cu două J—TEC-uri canal *N*. După cum se ştie, triggerul Schmitt transformă semnalele variabile aplicate la intrare (indiferent de ce formă, în particular sinusoidale) în semnale de ieşire dreptunghiulare, tranziţia ieşirii dintr-o stare în alta făcîndu-se la depăşirea celor două praguri prestabi-

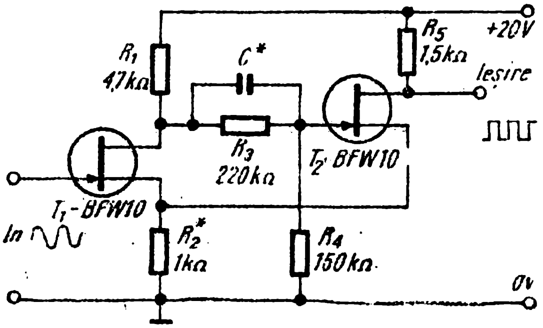

R1
4,7kΩ
C*
R5
1,5kΩ
+20V
Ieşire
R3
220kΩ
T2 BFW10
T1-BFW10
In
R2*
1kΩ
R4
150kΩ
0V

Fig. 11.42. Variantă de trigger Schmitt.

lite ale tensiunii de intrare. Inconvenientul principal al triggerului, atunci cînd este realizat cu tranzistoare bipolare, îl constituie impedanța coborîtă de intrare, în special în cazul cînd primul tranzistor lucrează la saturație (dacă generatorul de intrare nu are și el o impedanță joasă de ieșire, triggerul îl șuntează, modificîndu-i apreciabil forma semnalului). Se subînțelege, TEC-urile înlătură acest neajuns, oferind totodată și avantajul unei mai bune stabilități termice. Capacitorul C din figura 11.42 (zeci de picofarazi) ameliorează flancurile de urcare și de coborîre ale semnalului de ieșire.

O aplicație simplă (dar foarte răspîndită) a TEC-urilor este aceea ca *sursă de curent constant*. Amintim pe scurt că sursa sau generatorul de curent constant reprezintă un circuit serie cu rezistența internă foarte mare, astfel încît curentul ce îl străbate este practic independent de valoarea tensiunii aplicate la borne. Proprietatea TEC-ului pe care se bazează această aplicație o constituie saturația caracteristicilor de ieșire (vezi figura 11.11). Într-adevăr, după cum s-a arătat în paragraful de la p. 175, în cazul unui J-TEC canal N pentru $V_{DS} \geqslant V_{DS\ sat}$, curentul de drenă I_D nu mai depinde decît foarte puțin de tensiunea V_{DS}, fiind practic dictat de valoarea V_{GS} conform relației (6). Prin urmare, pentru a folosi TEC-ul ca sursă de curent constant cu o anumită valoare dorită, I_D, este suficient să aplicăm canalului o tensiune V_{DS} mai mare de $V_{DS\ sat}$ (practic mai mare ca $|V_P|$) și să polarizăm invers joncțiunea cu o tensiune V_{GS} avînd valoarea dată de relația (6'):

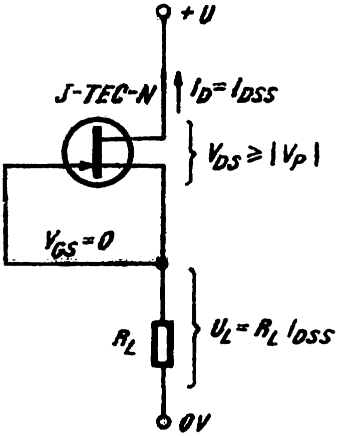


Fig. 11.43. TEC-ul ca sursă de curent constant.

$$V_{GS} = V_P(1 - \sqrt{I_D/I_{DSS}}).$$

Cea mai simplă sursă de curent constant se obține luînd $V_{GS} = 0$, cînd TEC-ul lucrează la curentul de drenă maxim, $I_D = I_{DSS}$ (fig. 11.43). Împrăștierea mare a valorilor I_{DSS} este acum un avantaj, permițînd sortarea ușoară a unui exemplar care să aibă curentul cerut de aplicația concretă.

De exemplu, fie consumatorul R_L un LED cu curentul nominal (dorit) de 15 mA și cu tensiunea la borne (pentru acest curent) de 2 V. Prin sortare putem găsi, de pildă, în seria BFW 10, un exemplar care să aibă aproximativ $I_{DSS} = 15$ mA. Măsurînd tensiunea de prag, să presupunem că am obținut $V_P = -7$ V. Tensiunea de alimentare U o putem lua deci între limitele $U_L + |V_P| = 2\ V + 7\ V = 9\ V$ și $U_L + V_{DS\ max} = 2\ V + 30\ V = 32\ V$, cu condiția de a nu se depăși puterea maximă de disipație a TEC-ului. Pentru BFW 10 avem $P_{d\,max} = 300$ mW, ceea ce corespunde, în cazul unui curent de drenă de 15 mA, unei tensiuni $V'_{DS\,max} = 300$ mW/15 mA $= 20$ V. Prin urmare, valoarea maximă admisibilă pentru U este $U_L + V'_{DS\,max} = 22$ V. Practic ne vom lua o marjă de siguranță limitînd pe U la 20 V (fig. 11.44).

Montajul precedent permite totodată măsurarea aproximativă a parametrilor I_{DSS} și V_P pentru un TEC dat și anume:

— tensiunea V_P este valoarea minimă a lui V_{DS} (cu semn schimbat) de la care curentul începe să se mențină constant;

— curentul I_{DSS} este valoarea aproximativ constantă a lui I_D pentru $V_{DS} \geqslant |V_P|$.

În practică se întîlnește mai frecvent varianta în care TEC-ul lucrează la curent constant $I_D < I_{DSS}$, deci cu $V_{GS} \neq 0$. Polarizarea joncțiunii, conform relației (6'), se face cu ajutorul unor rezistențe de sursă, de preferință ajustabile, așa cum se arată în exemplul din figura 11.45 (calcularea valorii V_{GS} necesare presupune cunoașterea prealabilă a mărimilor I_{DSS} și V_P; de aceea, este mult mai simplu să stabilim curentul constant dorit prin ajustarea experimentală a rezistenței de sursă). Inițial trimerul R_2 se va afla în poziția cu rezistența înseriată maximă.

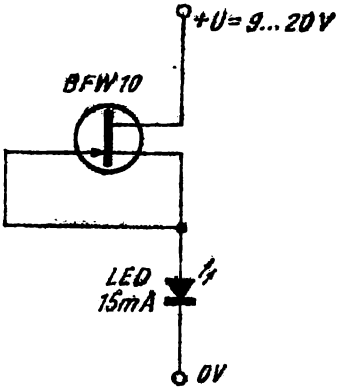


Fig. 11.44. Montaj cu TEC pentru curent constant.

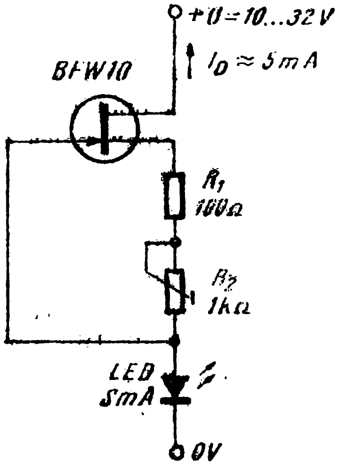


Fig. 11.45. Variantă de sursă de curent constant cu TEC.

Sursele de curent constant se folosesc uneori independent (stabilizarea iluminării unui LED, încărcarea unui capacitor etc.), dar de cele mai multe ori ele fac parte din circuite electronice mai complexe, stabilizînd curentul consumat de unele tranzistoare, perechi de tranzistoare (etaje diferențiale), diode Zener etc.

Un alt domeniu specific de utilizare a TEC-urilor, avantajat prin absența tensiunilor de decalaj pe canal, prin valorile reduse ale curenților reziduali, ca și prin puterile infime de comandă (datorită cîștigului enorm în curent) îl reprezintă acela al *comutației*. În esență, un comutator electronic se caracterizează prin existența a două stări distincte, comandabile consecutiv prin aplicarea unor semnale electrice. În starea „închis“, calea de conducție trebuie să aibă o rezistență proprie cît mai mică, pentru a nu produce căderi nedorite de tensiune, iar în starea „deschis“ conductanța căii trebuie să fie cît mai mică, pentru a se elimina curenții reziduali. Din prezentarea anterioară rezultă că TEC-urile îndeplinesc foarte bine aceste condiții, raportul dintre conductanța maximă a canalului și cea minimă fiind mult mai mare decît în cazul tranzistoarelor bipolare.

În fond, TEC-urile prezintă proprietatea „inedită“ de a se comporta, între anumite limite de polarizare, ca niște simple *rezistențe electrice comandate prin tensiune*. La paginile 177—178, unde s-a analizat această proprietate, s-a arătat că pentru simetrizarea caracteristicilor și pentru extinderea domeniului $\pm V_{DS}$ de liniaritate se impune aplicarea unor artificii. Un astfel de exemplu este dat în figura 11.46, unde polarizarea grilei se face prin intermediul divizorului R_1—R_2 (rezistențe egale, între 1 MΩ și 10 MΩ). Tensiunea de comandă U_c o furnizează o sursă reglabilă, cu rezistența internă mică față de R_1, R_2. Tensiunea aplicată efectiv joncțiunii este prin urmare $V_{GS} = (U_c + V_{DS})/2$. Înlocuind această valoare în relația generală (3) se poate deduce ușor că artificiul nu a făcut nici mai mult nici mai puțin decît să transforme conductanța canalului într-o funcție liniară de tensiunea U_c. Montajul se poate introduce în serie într-un circuit de curent continuu sau alternativ, comportîndu-se ca o simplă rezistență cu valoarea comandată prin U_c. Limitele între care poate varia tensiunea V_{DS}, determinate de intrarea în saturație a curentului de drenă, sînt acum mult mai largi, $V_{DS} = \pm(U_c - 2V_P)$.

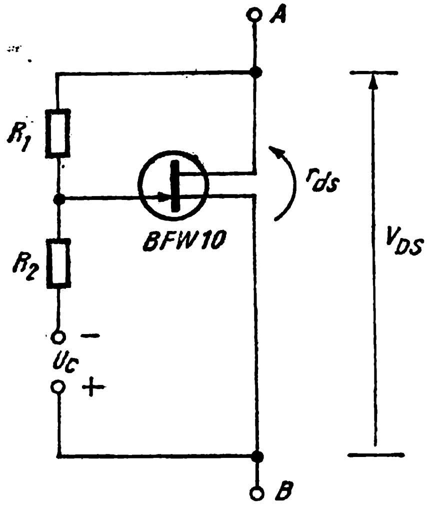


Fig. 11.46. TEC-ul ca rezistență electrică comandată prin tensiune.

Metoda descrisă prezintă dezavantajul de a reduce plaja valorilor r_{ds} pentru un domeniu dat de variație a tensiunii de comandă (U_c se împarte la 2). Remediul îl constituie plasarea sursei de comandă între grilă și punctul median al divizorului (fig. 11.47), caz în care tensiunea U_c nu se mai reduce la jumătate.

TEC-ul ca rezistență comandată în tensiune se utilizează frecvent:

— în oscilatoare, pentru stabilizarea tensiunii de ieșire (rezistența TEC-ului, comandată de o fracțiune din tensiunea de ieșire, modifică rezistența de reacție în sensul anulării tendințelor de variație a amplitudinii de ieșire);

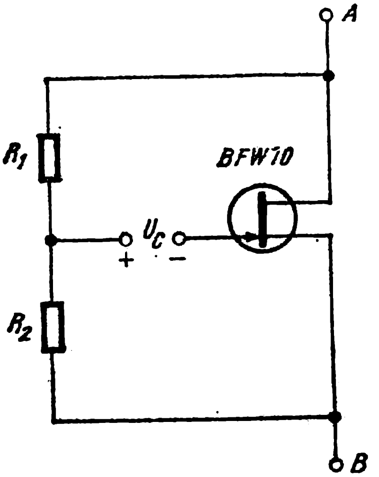


Fig. 11.47. Variantă de montaj cu TEC, de rezistență comandată.

— în atenuatoare reglabile, unde prezintă avantaje nete în comparație cu potențiometrele clasice (plajă mare de variație a rezistenței, ușor controlabilă între zeci-sute de ohmi și megohmi; zgomot propriu redus; posibilitatea plasării la distanță mare față de aparat, tensiunea de comandă fiind continuă și separată față de semnalul util);

— în amplificatoare, ca rezistență de intrare, de sarcină în emitoarele sau colectoarele unor tranzistoare, de reacție etc. (în general servind la controlul manual sau automat al amplificării și/sau al lărgimii de bandă) etc.

Exemplele ar putea continua mult, practic inepuizabil dacă ne gîndim la evoluția rapidă a acestor dispozitive, al căror principiu de funcționare este tot mai mult utilizat și în proiectarea circuitelor integrate, dar considerăm că s-ar depăși astfel cadrul propus al lucrării de față.

Capitolul 12

TRANZISTOARE UNIJONCȚIUNE

ing. **IMRE SZATMARY**

În prezent, în locul tuburilor electronice cu vid și ionice, care pot prezenta caracteristică cu regiune de rezistență negativă, sînt utilizate dispozitive speciale semiconductoare. Vom prezenta aici două tipuri de astfel de dispozitive, realizate tehnologic pe structuri de siliciu: tranzistorul unijoncțiune — prescurtat TUJ și tranzistorul unijoncțiune programabil — prescurtat TUJP. Ambele tipuri de dispozitive prezintă regiune de rezistență negativă, proprietate ce le face utilizabile în schemele de oscilatoare de relaxare, circuite de comanda a tiristoarelor și a triacurilor, circuite de temporizare etc.

CUM FUNCȚIONEAZĂ TUJ-UL?

Tranzistorul unijoncțiune are trei terminale: emitorul E; baza-unu, B_1 și baza-doi, B_2. Simbolul TUJ-ului este arătat în figura 12.1, a. Semnul tensiunilor, pentru a se obține polarizarea corectă a TUJ-ului, este prezentat în figura 12.1, b. Tensiunea de alimentare se aplică între terminalele B_1—B_2 și se notează U_{BB} sau $U_{B_1B_2}$. Pentru comanda dispozitivului se aplică între emitor (E) și baza-unu (B_1), tensiunea pozitivă notată U_E. Structura tehnologică a TUJ-ului este astfel realizată încît între B_1 și B_2, acesta prezintă o rezistență electrică numită *rezistența interbază*, notată: $R_{B_1B_2}$. Joncțiunea emitorului divizează rezistența $R_{B_1B_2}$ într-un raport numit *raport de divizare intrinsec*, notat cu η și care reprezintă o caracteristică electrică (dată de catalog) a fiecărui tip de TUJ.

La o tensiune de alimentare U_{BB} constantă, o dată cu variația tensiunii U_E, *TUJ*-ul se comportă în modul următor:

a) Tensiunea $U_E \leqslant 0$, U_{BB} = ct; joncțiunea $E-B_1$ este polarizată invers, dar prin ea va circula un curent de valoare foarte mică, de semn negativ, datorat purtătorilor minoritari, numit curent rezidual emitor-bază (I_{EB_0}). Crescînd valoarea tensiunii de la 0 spre valori pozitive, într-un anumit domeniu, joncțiunea $E-B_1$ este încă blocată; TUJ-ul se află în regiunea de blocare (figura 12.1, c).

b) Cînd tensiunea U_E atinge o anumită valoare, U_P, deci $U_E = U_P$, joncțiunea emitorului se deschide, rezistența dintre emitor și baza-unu scade repede, de asemenea scade și valoarea tensiunii U_P pînă la o valoare U_V. Se constată că deși tensiunea scade de

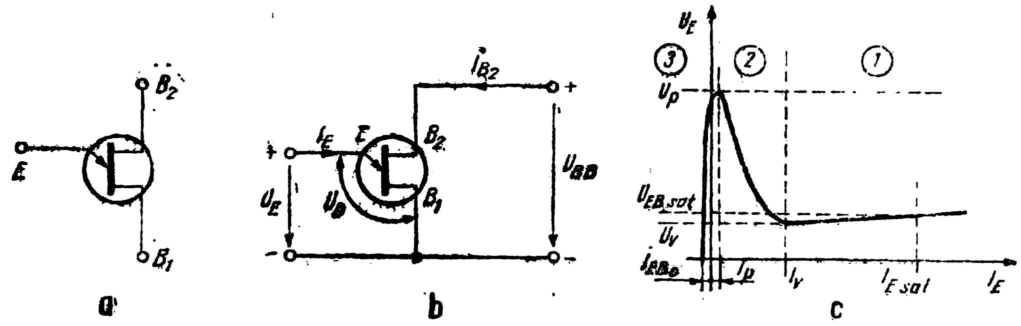


Fig. 12.1. Tranzistorul unijoncțiune — TUJ: a) simbolul; b) polarizarea în sens de conducție; c) caracteristica statică de emitor, $U_E = f(I_E)$ (1 — regiune de saturație, 2 — regiune de rezistență negativă, 3 — regiune de blocare.

la U_P la U_V, curentul de emitor crește de la I_P la I_V. Un asemenea mod de comportare a dispozitivului îi conferă proprietatea de rezistență negativă: TUJ-ul, între punctele $P(U_P, I_P)$ și $V(U_V, I_V)$ de pe caracteristică prezintă o regiune de rezistență negativă (figura 12.1, c). Tensiunea U_P se numește tensiunea de vîrf (sau de amorsare), căreia îi corespunde un curent de emitor, numit curent de vîrf, I_P (indicele de notație P provine de la inițiala cuvîntului englezesc *peak* = vîrf). De asemenea, tensiunea U_V și curentul de emitor corespunzător, I_V, se numesc *tensiune*, respectiv *curent de emitor de vale*.

c) Dacă curentul de emitor depășește valoarea curentului de vale, $I_E > I_V$, joncțiunea se comportă asemănător cu o diodă în conducție, ajungîndu-se la curentul de emitor de saturație I_{Esat} și tensiunea de emitor de saturație U_{EB_1sat}. Dispozitivul se află în regiunea de saturație (figura 12.1, c).

Facem mențiunea că realizarea grafică a caracteristicii statice de emitor (din figura 12.1, c) nu este proporțională (se exagerează la valorile mici) în scopul ilustrării detaliilor.

Caracteristicile electrice specifice tranzistoarelor unijoncțiune sînt:

— *Rezistența interbază*, R_{BB}. Între B_1 și B_2, în condiții de polarizare normală, TUJ-ul se comportă ca o rezistență, numită rezistență interbază, R_{BB}, exprimată în [kΩ]. Valorile uzuale ale R_{BB} sînt cuprinse între 2...12 kΩ (figura 12.2).

— *Raportul intrinsec*, η (sau raportul de divizare intrinsec). Joncțiunea

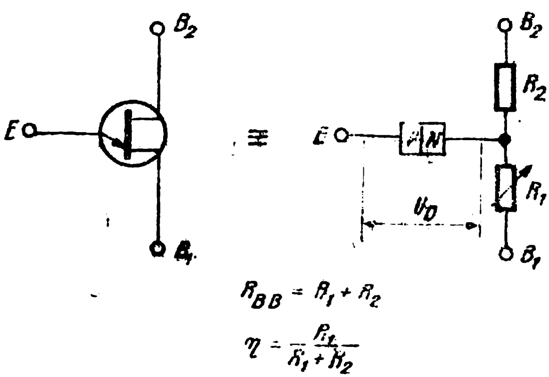


Fig. 12.2. Tranzistorul unijoncțiune, schema echivalentă cu ilustrarea rezistenței R_{BB}, η și U_D.

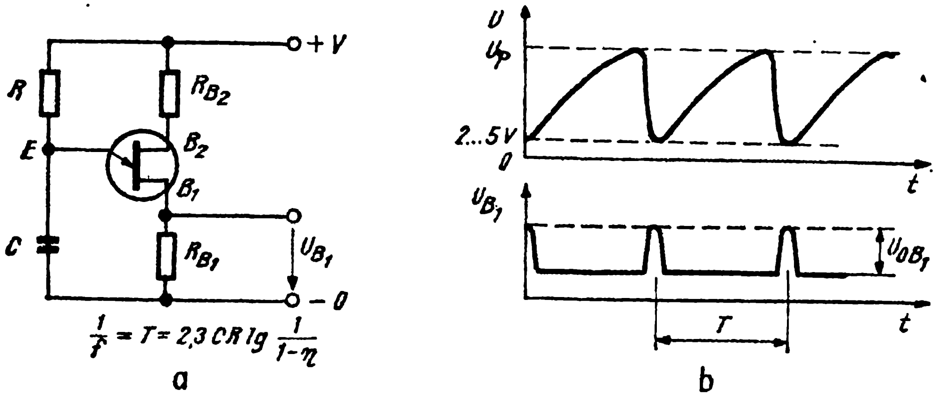
emitorului divizează rezistenţa intrinsecă (figura 12.2) astfel încît între tensiunea de vîrf U_P şi U_{BB} există relaţia $U_P = \eta U_{BB} + U_D$, deci $\eta = (U_P - U_D)/U_{BB}$, unde η are valori între 0,5...0,85 şi U_D este tensiunea diodei emitorului în jur de 0,5 V, specifică fiecărui tip de TUJ.

— *Curentul de vîrf*, I_P, este curentul de emitor corespunzător tensiunii de vîrf U_P. Valorile lui I_P sînt, de la tip la tip, cuprinse între 1...25 μA. Valoarea curentului de vîrf I_P limitează valoarea maximă a rezistenţei R de încărcare a capacitorului C la oscilatoarele de relaxare (figura 12.3). Trebuie îndeplinită condiţia: $U_{BB}R > I_P$.

— *Curentul rezidual de emitor*, I_{EB_0}, este curentul care circulă între emitor şi bază-unu, cînd joncţiunea este blocată. Valorile uzuale ale lui I_{EB_0} sînt cuprinse între 0.01...15 μA.

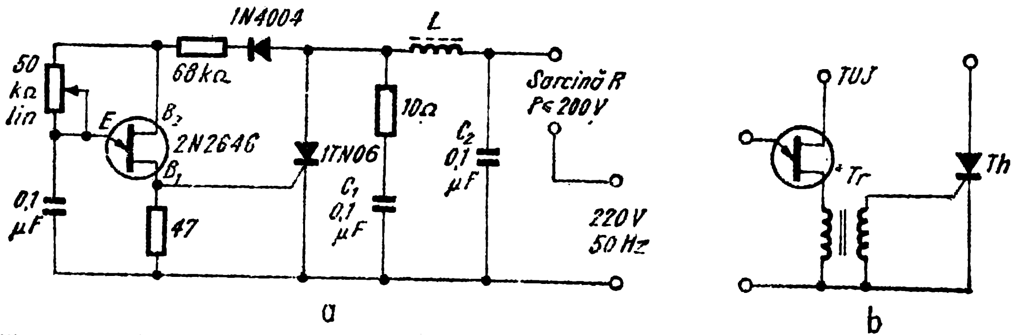
— *Tensiunea de emitor de saturaţie*, $U_{EB,sat}$. Creşterea curentului de emitor peste valoarea curentului de vale I_V se face cu creşteri foarte mici ale tensiunii de emitor U_E. Se ajunge la situaţia cînd I_E este practic constant; acest curent se numeşte curent de saturaţie, I_{Esat}. Curentului I_{Esat} îi corespunde tensiunea de emitor de saturaţie $U_{EB,sat}$.

— *Tensiunea de impuls de vîrf a bazei-unu*, U_{OB_1}, este tensiunea minimă vîrf la vîrf a impulsului din baza-unu, care comandă poarta tiristorului sau a triacului (fig. 12.3, b şi 12.4).


+V
R
R_{B2}
E
B_2
B_1
C
R_{B1}
U_{B1}
- 0
$\frac{1}{f} = T = 2{,}3\,CR\,lg\,\frac{1}{1-\eta}$
U
U_P
2...5V
0
t
U_{B1}
U_{OB1}
T
t

a b

Fig. 12.3. a) Oscilator de relaxare cu TUJ; b) formele de undă.


1N4004
L
50 kΩ lin
68kΩ
E
B_2
2N2646
B_1
0,1 μF
47
1TN06
10Ω
C_1 0,1 μF
C_2 0,1 μF
Sarcină R P≤200 V
220 V 50 Hz
TUJ
Tr
Th

a b

Fig. 12.4. Circuit de comandă a tiristoarelor cu TUJ: a) cu cuplaj direct; b) prin transformator

— *Oscilatoare de relaxare.* Aplicație tipică a TUJ-ului este oscilatorul de relaxare (figura 12.3). Impulsurile obținute la terminalul R_1 pot fi utilizate la comanda tiristoarelor, a triacurilor, ca impulsuri de tact etc. În momentul aplicării tensiunii de alimentare $+V$, joncțiunea emitorului este la potențial 0, deci blocată. Capacitorul C se încarcă prin rezistorul R pînă cînd tensiunea U_E ajunge la U_P, cînd TUJ-ul se deschide și descarcă capacitorul prin rezistorul R_{B_1}, la bornele căruia se obține un impuls de amplitudine U_{OB_1}. Procesul se repetă după o perioadă de timp ce depinde de C, R și η, după relația:

$$T = \frac{1}{f} = 2{,}3\ RC\ \log \frac{1}{1-\eta}.$$

Creșterea perioadei de repetiție conduce la valori mari ale rezistorului R și capacitorului C. Valoarea maximă a rezistorului R este limitată de valoarea curentului care trece prin el, curent ce trebuie să fie mai mare ca I_P. Astfel, raportul dintre tensiunea $+V$ și R trebuie să fie mai mare decît I_P ca TUJ-ul să se poată deschide. Valorile lui R sînt cuprinse între cîțiva kΩ și cîțiva MΩ. Capacitoarele de valoare mare sînt de tipul electrolitic, care au curenți de fugă de ordinul [μA]-lor. Pentru a încărca asemenea capacitoare curentul de încărcare trebuie să fie de cîteva ori mai mare. Aceasta ar duce la micșorarea lui R. Pentru circuite cu constante de timp de precizie se recomandă capacitoare cu film plastic, cu poliesteri ($C_{max} = 2{,}2 \dots 10\ \mu F$).

Odată cu creșterea temperaturii, tensiunea de vîrf U_P descrește cu cca 3 mV/°C la TUJ-urile de tip 2N2646 și 2N2647. Dacă rezistorul din circuitul bazei-doi, R_{B_2}, este ales cu coeficient de temperatură pozitiv, atunci U_{BB} va crește odată cu temperatura, compensînd descreșterea tensiunii U_P. Pentru tipurile 2N2646 și 2N2647, în gama de temperaturi între —40°C și 100°C se obține o stabilitate termică bună dacă R_{B_2} se calculează cu formula empirică: $R_{B_2} = 10\,000/{+V\eta}$.

În concluzie, frecvența oscilațiilor la oscilatoarele de relaxare cu TUJ-uri depinde de constanta de timp RC și de stabilitatea ei, precum și de temperatura dispozitivului. Se recomandă ca tensiunea de alimentare să fie cuprinsă între 10 și 30 V.

APLICAȚII CU TUJ

Se știe că în regim de curent continuu intensitatea radiației luminoase a diodei luminiscente LED este scăzută. Aceasta deoarece curentul continuu prin diodă este de valoare relativ scăzută. Dacă prin LED va trece un curent pulsatoriu de cîteva ori mai mare, se va obține un nivel de emisie luminoasă mai mare. Evident, nu trebuie depășită valoarea admisibilă a curentului de vîrf prin LED. Un asemenea circuit pulsator este prezentat în figura 12.5. Acest montaj se poate utiliza cu succes pentru verificarea operativă a TUJ-urilor. Un TUJ bun va produce activarea LED-ului cu o perioadă în jur de 1 s (reglabilă din potențiometrul de 1 M Ω).

Aplicația de bază a TUJ este circuitul de comandă a tiristorului sau a

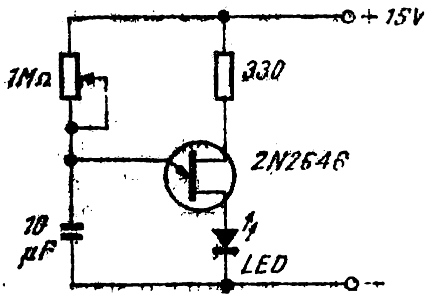


Fig. 12.5. Circuit pulsator pentru intensificarea radiației luminoase a LED-ului.

triacului. TUJ-ul este montat într-un circuit oscilator de relaxare, cu perioada oscilațiilor reglabilă. Prin modificarea perioadei de repetiție a impulsurilor se poate regla unghiului de comandă α al tiristorului. În figura 12.4, a prezentăm circuitul de comandă a tiristorului cu cuplaj direct. Impulsurile de pe rezistorul din circuitul bazei-unu de 47 Ω se aplică direct pe poarta tiristorului. Dacă în locul rezistorului de 47 Ω se conectează primarul unui transformator, iar secundarul în poarta tiristorului obținem schema de cuplaj prin transformator. Transformatorul de impulsuri *Tr* are primarul cu cîteva zeci de spire, miezul de fier cu $S \simeq$ $\simeq 1...2$ cm^2, sau oală (tor) de ferită ⌀ = 16...28 mm și raport de transformare, cuprins între 1 : 1 și 1 : 3 (figura 12.4, b). Grupul $R = 10\,\Omega$ și $C_1 = 0{,}1$ µF constituie un circuit de protecție a tiristorului la supratensiuni tranzitorii. Inductanța L și capacitorul $C_2 = 0{,}1$ µF constituie un filtru trece jos pentru antiparazitarea montajului. Inductanța este realizată pe o bară de ferită cu ⌀ = 10...15 mm, provenită dintr-o antenă de ferită (spartă), cu 80...40 spire sîrmă de cupru emailată, cu diametrul ⌀ = 0,4...0,6 mm. Aceasta este necesar deoarece deformarea semisinusoidei duce la apariția armonicelor superioare, care pot produce perturbații puternice în domeniul undelor destinate radiodifuziunii. Sarcina trebuie să fie rezistivă (becuri, rezistențe de încălzire etc.) și pentru tiristorul indicat în schemă nu poate depăși un consum de 200 W. Pentru puteri mai mari se utilizează tiristoare de curenți mai mari.

O altă aplicație a TUJ este circuitul de temporizare. Funcționarea circuitelor de temporizare cu TUJ se bazează pe întîrzierea încărcării capacitorului din emitorul TUJ. Cînd $U_C =$ $= U_P$, joncțiunea emitorului se deschide și la baza-unu apare un impuls, care poate comanda poarta unui tiristor. Și la circuitele de temporizare considerațiile pentru elementele constantei de timp RC sînt aceleași. Limitarea care apare prin faptul că curentul de încărcare al capacitorului trebuie să fie mai mare decît curentul de fugă I_f al acestuia și mai mare decît curentul de vîrf I_P pentru ca TUJ să poată bascula. Cu aceste limitări, valoarea maximă a rezistenței de încărcare a capacitorului se calculează cu formula:

$$R < \frac{+U(1-\eta)}{\dfrac{25 I_P}{+U} + I_f},\ \text{unde:}$$

$+U$ — tensiunea de alimentare; η — raportul intrinsec, I_P — curentul de vîrf; I_f — este curentul de fugă al capacitorului măsurat la tensiunea $+U\eta$. Pentru capacitoare de valoare mai mare (ca 2,2 µF) sînt recomandate cele cu tantal. Dacă $+U = 25$ V,

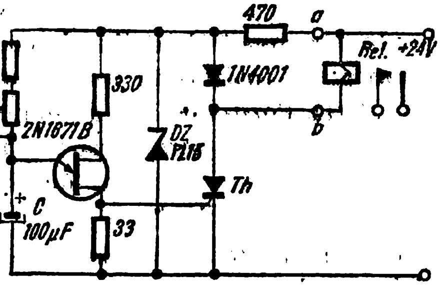

470
a
2,2 kΩ
500 kΩ lin
330
1N4001
Rel.
+24V
2N1671B
DZ PL15
b
Th
C
100μF
33

Fig. 12.6. Circuit de temporizare alimentat în curent continuu.

$\eta = 0{,}6$, $I_P = 5\ \mu A$ (2N2646) și $I_f = 1\ \mu A$ (tantal) rezultă $R < 1{,}68\ M\Omega$.

În figura 12.6 prezentăm cel mai simplu circuit de temporizare alimentat în curent continuu. Montajul se alimentează de la 24 V, dar TUJ de la $U_z = 15$ V. Pentru reglarea întîrzierii rezistența de încărcare este practic poteţiometrul de 500 kΩ liniar. După timpul necesar încărcării ($U_C = U_P$), TUJ basculează și impulsul se aplică porții tiristorului *Th*, care se va deschide acționînd releul.

Schema poate fi adusă la zero prin întreruperea pentru scurt timp a alimentării. Contactele releului sînt legate în circuitul care trebuie întîrziat.

În această schemă capacitorul nu se descarcă la $U_G = 0$ prin TUJ, ci la U_{EB_1} care poate fi între (2...5) V. La un nou ciclu de temporizare întîrzierea va fi diferită față de cea de la primul ciclu. Acest neajuns se poate înlătura prin legarea unei perechi de contacte ale releului care să scurtcircuiteze bornele capacitorului *C*, adică $U_C = 0$, cînd TUJ a basculat. Un circuit de temporizare alimentat de la rețea este arătat în figura 12.7. Alimentarea și separarea galvanică de la rețea se face prin transformatorul *Tr*. Tensiunea din secundar este redresată de puntea cu diode și netezită de filtrul *RC*. Circuitele cu TUJ sînt alimentate cu tensiunea stabilizată de către dioda Zener de 15 V. Constanta de timp se poate alege cu ajutorul comutatorului *K* în trei game de temporizare: 2...10 s, 10...20 s, și 20...30 s.

Cu ajutorul potențiometrului de 5 kΩ se ajustează temporizarea de început a primei game de temporizare, de 2 s. Capacitorul utilizat în grupul de temporizare este de 100 μF.

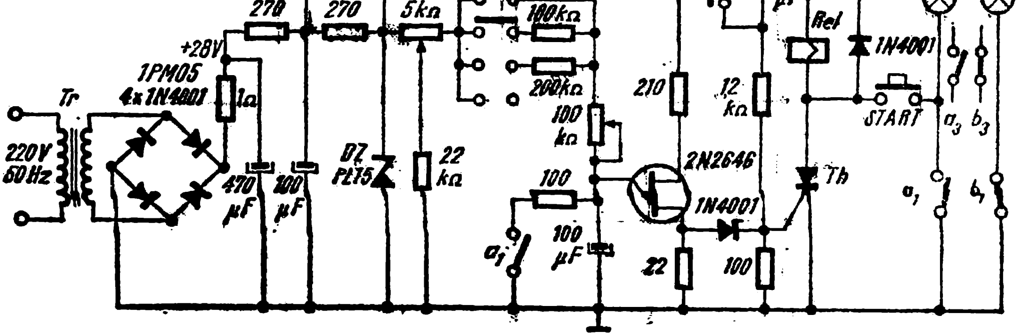

270
STOP
10 μF
L1
L2
270
270
5kΩ
100kΩ
+28V
1PM05
4x1N4001
Rel
1N4001
Tr
1Ω
200kΩ
210
12 kΩ
START
a3
b3
220V 50Hz
100 kΩ
470 μF
100 μF
DZ PL15
22 kΩ
2N2646
Th
100
a1
b1
1N4001
a1
100 μF
22
100

Fig. 12.7. Circuit de temporizare alimentat de la rețea, cu întîrziere reglabilă.

electrolitic cu tantal, cu curent de fugă cît mai redus. Reglarea temporizării în cele trei game se poate face cu ajutorul potențiometrului de 100 kΩ.

Circuitul de acționare, format din tiristorul *Th* și releu este alimentat din tensiunea nestabilizată de circa 28 V. Începutul secvenței de temporizare se face prin acționarea butonului „Start". Prin contactele butonului „Start" apăsat și contactul de lucru a_2 al releului atras, tiristorul *Th* va fi scurtcircuitat și se va bloca. La eliberarea butonului „Start" releul cade și se desfac contactele a_1 și a_2. Capacitorul de temporizare de 100 µF începe să se încarce, deci începe ciclul de temporizare. După trecerea temporizării stabile, TUJ basculează și comandă poarta tiristorului *Th* care intră în conducție. Astfel releul se atrage, contactul a_1 scurtcircuitează $C = 100$ µF, a_2 închide circuitul lămpii L_1 — care indică starea ÎNCHIS a circuitului. Contactul b_1 desface circuitul lămpii L_2 — care indică starea DESCHIS a circuitului. Pe durata temporizării acționarea (accidentală) a butonului „Start" nu are nici un efect, a_2 fiind desfăcut. Butonul „Stop" produce oprirea întîrzierii, prin comandarea porții tiristorului prin rezistorul de 1,2 kΩ. Poziția ultimă a comutatorului *K* exclude temporizarea, astfel circuitul poate fi acționat de butoanele „Start" și „Stop".

Un circuit de temporizare de precizie cu durată mare este prezentat în figura 12.8. Pentru mărirea timpului de întîrziere, după cum am mai arătat, valoarea constantei de timp trebuie să fie ridicată, iar precizia temporizării depinde de stabilitatea grupului RC funcție de temperatură. În schema din figura 12.8 se utilizează un capacitor cu mylar de 2,2 µF, care are curent de fugă foarte mic. Valoarea rezistorului *R* se poate mări în această schemă de cîteva sute de ori față de cea dată de formula de mai sus, corespunzătoare circuitului simplu de temporizare. Principiul aplicat în schema prezentată este reducerea de cîteva sute de ori a curentului de vîrf I_P al TUJ_1 dacă baza-doi este comandată cu impulsuri cu fronturi descrescătoare abrupte, de amplitudine de circa 0,75 V. Aceste impulsuri

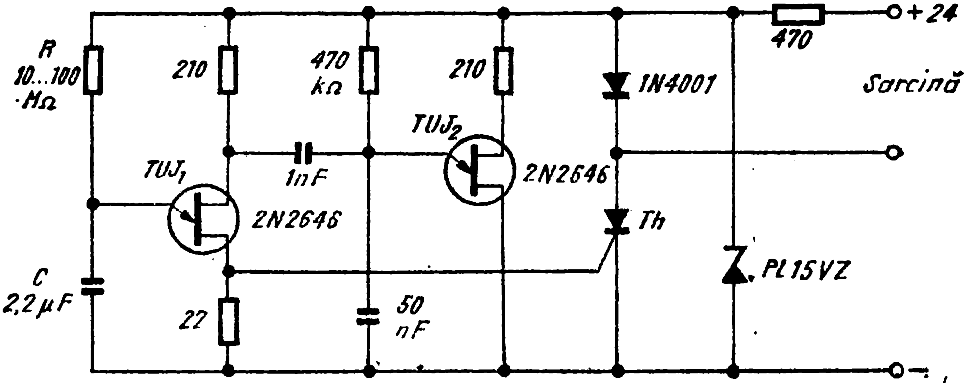


Fig. 12.8. Circuit de temporizare de precizie cu durată mare.

sînt elaborate de TUJ_2 și aplicate prin 1 nF bazei-doi al TUJ_1. Perioada de repetiție a impulsurilor realizate cu TUJ_2 trebuie să fie cîteva procente din timpul de întîrziere al circuitului cu TUJ_1. În schema prezentată, perioada de repetiție a oscilațiilor date de TUJ_2 este în jur de 20 ms.

Cu tranzistoare unijoncțiune asociate cu fototranzistoare se pot realiza fotorelee sensibile. În figura 12.9 prezentăm două montaje detectoare de lumină. Montajul din figura 12.9a, este detector sensibil la prezența luminii. Cînd fototranzistorul *FTz* este expus la lumină, se deschide prin rezistorul de 2,2 MΩ și permite încărcarea capacitorului de 33 nF. Cînd tensiunea de pe capacitor ajunge să fie egală cu U_P, TUJ basculează și produce la baza-unu impulsul care va comanda poarta tiristorului.

Pentru detectarea absenței luminii se utilizează montajul din figura 12.9,b. Cît timp fototranzistorul este iluminat, el este deschis și șuntează capacitorul din emitorul TUJ. Tensiunea emitorului este mică (U_{CEsat} a fototranzistorului) și TUJ este blocat. La dispariția luminii, fototranzistorul se blochează, capacitorul din emitorul TUJ se încarcă. Cînd $U_C = U_P$, TUJ intră în conducție și va comanda tiristorul. La ambele montaje, în circuitul anodului tiristorului se conectează fie un releu a cărui contacte sînt legate într-un circuit de automatică, fie un avertizor sonor (sonerie) sau optic (bec).

Proprietatea TUJ de a bascula la tensiunea U_P caracterizată precis, face ca acesta să fie utilizat în scheme de protecție la supratensiune sau/și supracurent. În figura 12.10 prezentăm un asemenea circuit. Între bornele + și — ale sursei stabilizate și ale sarcinii se conectează montajul cu intrarea 1—1′ și ieșirea *2—2′*. Realizarea protecției se face prin deconectarea sarcinii în cazul apariției suprasarcinii. Deconectarea se face prin arderea siguranței fuzibile *SF*, sau desfacerea unui contact de releu, cînd intră în conducție tiristorul *Th*. Comanda tiristorului se face de către TUJ_1 în cazul apariției supratensiunii, sau TUJ_2 pentru supracurent. TUJ_1 are în emi-

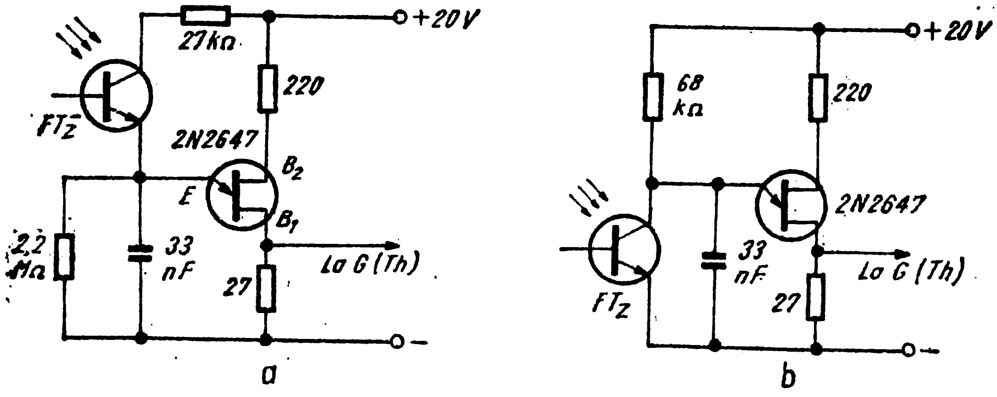


Fig. 12.9. Detector de lumină sensibil: a) la prezența luminii; b) la absența luminii.

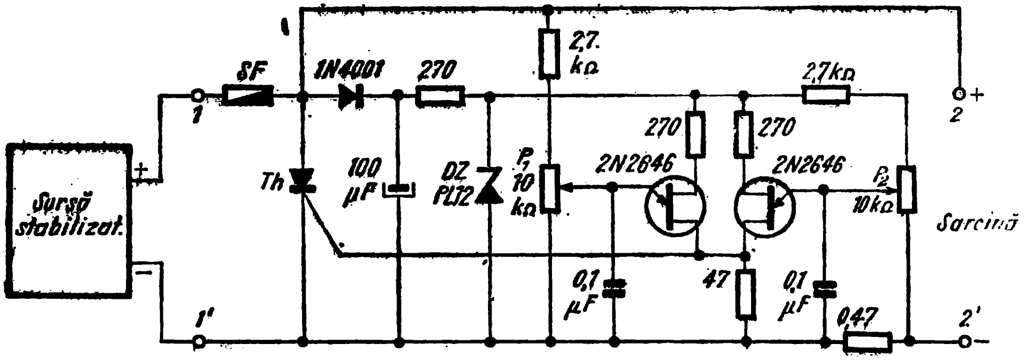


Fig. 12.10. Circuit electronic de protecţie lasupracurent şi supratensiune cu TUJ şi tiristor.

tor capacitorul de 0,1 μF şi potenţiometrul P_1 — 10 kΩ în serie cu rezistorul de 2,7 K Ω, conectate între bornele + şi — ale sarcinii. Tranzistoarele unijoncţiune sînt alimentate cu tensiune stabilizată de 12 V, provenită de la stabilizatorul (reductor) cu dioda Zener PL12Z şi rezistorul de balast de 270 Ω. În aceste condiţii, tensiunea de vîrf U_P este constantă. Dacă se defectează sursa stabilizată şi tensiunea de la bornele sale creşte, tensiunea din emitor a TUJ_1 ajunge să fie egală cu U_P şi se produce bascularea. Pe poarta tiristorului legată la baza-unu (a ambelor TUJ) apare impulsul pozitiv de comandă, tiristorul *Th* intră în conducţie şi prin curentul mare pe care-l conduce distruge fuzibilul *SF*. Cu ajutorul potenţiometrului P_1 se stabileşte pragul de acţionare al protecţiei la supratensiune. Tensiunea de emitor al TUJ_2 este suma căderii de tensiune de pe rezistorul de 0,47 Ω, în serie cu sarcina, şi cea de pe cursorul potenţiometrului P_2. Pentru curent nominal (normal), tensiunea de emitor, reglată cu p_2, este mai mică ca U_P, TUJ_2 fiind blocat. Cînd apare supracurentul în sarcină, tensiunea de pe 0,47 Ω creşte şi astfel se poate îndeplini condiţia ca $U_E = U_P$ şi TUJ_2 basculează. În felul acesta, tiristorul este comandat la apariţia supracurentului. Pragurile de acţionare se pot regla cu o precizie foarte bună.

În prezent, în ţara noastră se produc tranzistoare unijoncţiune la C.C.S.I.T.S. şi I.P.R.S.-Băneasa. Alegerea tipului TUJ este funcţie de circuitul unde va fi uzilizat. Pentru circuitele de comandă se aleg TUJ cu tensiunea de impuls de vîrf a bazei unu U_{OB}, şi I_E vîrf mare; asemenea tipuri sînt: 2N3479, 2N3480, 2N3483, 2N3484. La circuitele de temporizare, curentul de vîrf I_P trebuie să fie cît mai mic. De asemenea şi curentul rezidual de emitor I_{EB_0} trebuie să fie mic, adică impedanţa de intrare a emitorului înainte de basculare ($U_Q < U_P$) să fie cît mai mare. Următoarele tipuri de TUJ se recomandă pentru circuite de temporizare: ROS11C, 2N1671C, 2N2646, 2N2647, 2N4947, 2N4949 etc.

Se produc şi tranzistoare unijoncţiune complementare, adică cu joncţiunile cu polaritate opusă faţă de cele discutate pînă aici. Pentru exemplificare tipurile D5K1 şi D5K2 (General Electric).

În unele aplicaţii apare utilă posibilitatea modificării tensiunii de vîrf U_p a TUJ. Un dispozitiv care răspunde acestei cerinţe este tranzistorul unijoncţiune programabil, TUJP. Acest dispozitiv este asemănător cu un tiristor de putere mică cu anod, catod şi poartă. Dacă cu un divizor rezistiv R_1, R_2 se stabileşte tensiunea porţii, atunci implicit se va programa şi tensiunea U_p. Asemenea componente se utilizează în circuite de întîrziere, oscilatoare de relaxare, de comandă etc. Fiind componente rar întîlnite nu le vom trata în această carte.

Am prezentat aici aplicaţiile mai simple ale TUJ, aria utilizării lor fiind mult mai largă. De asemenea, am considerat circuitele prezentate ca cele mai utile contructorului amator. Avem speranţa că aceste cîteva exemple vor „declanşa“ interesul cititorului pentru a aprofunda aplicaţiile TUJ în diferite circuite.

Capitolul 13

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

fiz. GHEORGHE BĂLUȚĂ
fiz. MIRCEA NEGREANU

INTRODUCERE

În funcționarea dispozitivelor optoelectronice semiconductoare rolul esențial revine luminii.

Aceste dispozitive au proprietatea de a transforma un semnal luminos într-unul electric (dispozitive fotosensibile) sau de a emite lumină atunci cînd sînt parcurse de un curent electric (dispozitive emisive). Dacă se realizează un ansamblu format dintr-un dispozitiv emisiv și unul fotosensibil se obține un cuplor optic.

Performanțele dispozitivelor fotosensibile (celula fotovoltaică, fotodioda, fototranzistorul) depind atît de intensitatea luminii, cît și de lungimea ei de undă Deoarece spectrele de emisie diferă de la o sursă la alta, atunci cînd se indică valorile parametrilor optoelectrici ai acestor dispozitive trebuie să se specifice atît condițiile pe care trebuie să le îndeplinească sursa, cît și valoarea iluminării produsă de aceasta pe suprafața fotosensibilă a fotodetectorului. Indicarea doar a valorii iluminării este insuficientă pentru a putea compara performanțele dispozitivelor fotosensibile. Să dăm un exemplu. Curentul furnizat de o celulă fotovoltaică va fi mai mic la o anumită iluminare datorată luminii solare decît la o iluminare egală produsă de un bec cu incandescență. Aceasta deoarece maximul de emisie spectrală a soarelui este în regiunea verde a spectrului vizibil, iar cel corespunzător becului cu incandescență — în infraroșu.

Deoarece în definirea parametrilor optoelectrici ai tuturor dispozitivelor optoelectronice intervin mărimi fizice și unități de măsură ce caracterizează lumina (primită sau emisă) și datorită faptului că acestea sînt mult mai puțin cunoscute decît mărimile electrice este util să facem cîteva precizări în acest sens.

O sursă de lumină este vizibilă pentru ochiul uman dacă radiațiile electromagnetice produse de ea se situează aproximativ în domeniul 0,40 μm (violet) și 0,75 μm (roșu). Dacă lungimile de undă emise sînt mai mari de 0,75 μm se spune că sursa emite în infraroșu, ea fiind invizibilă.

Dintre mărimile fizice ce caracterizează lumina vizibilă, anumite mărimi fotometrice, cele mai importante sînt fluxul luminos (Φ_V), iluminarea (E_V) și intensitatea luminoasă (I_V).

Fluxul luminos reprezintă puterea luminoasă totală emisă de o sursă. El este funcție de capacitatea ochiului omenesc de a percepe un flux energetic. Unitatea de măsură în sistemul internațional este lumenul (lm).

Iluminarea reprezintă densitatea fluxului luminos la o anumită distanță față de sursa de lumină. Această mărime caracterizează suprafețele iluminate, fiind egală cu raportul dintre fluxul luminos și valoarea ariei suprafeței iluminate. În sistemul internațional unitatea de măsură pentru iluminare este luxul (lx). Pentru a ne face o idee despre ce înseamnă un lux vom indica valorile iluminărilor produse de două surse bine cunoscute. Pe timp de vară, Soarele produce într-un loc deschis o iluminare de 100 000 lx dacă cerul este senin și numai de 1 000 lx în cazul în care cerul este înnorat. Iluminarea produsă de Luna plină în cazul în care cerul este senin are valoarea 0,025 lx.

Intensitatea luminoasă este raportul dintre fluxul luminos emis de o sursă și unghiul solid de emisie al acestei surse. Unitatea de măsură este candela (1 cd = 1 lm/steradian).

Mărimile fizice ce caracterizează radiația electromagnetică independent de modul în care aceasta este percepută de ochiul uman se numesc mărimi radiometrice.

Următoarele mărimi radiometrice reprezintă echivalentul mărimilor fotometrice definite anterior: fluxul radiant (Φ_e), iradianța (E_e), intensitatea radiantă (I_e).

Fluxul radiant reprezintă puterea radiantă totală emisă de o sursă de radiații electromagnetice. Unitatea de măsură este wattul [W].

Iradianța se definește ca raport între fluxul radiant și aria suprafeței receptoare. Unitatea de măsură este wattul pe metru pătrat [W/m^2].

Intensitatea radiantă reprezintă raportul dintre fluxul radiant total al sursei și unghiul solid în care aceasta emite. Se măsoară în wați pe steradian [W/sr].

Dispozitivele optoelectronice au o gamă foarte largă de aplicații. Ele vor fi menționate pe scurt în cele ce urmează, iar constructorilor amatori li se propune realizarea unor montaje electronice care utilizează asemenea dispozitive. Pentru o reușită deplină cititorul trebuie să parcurgă cu atenție și informațiile preliminare despre dispozitivele optoelectronice care intră în schemele respective.

CELULA FOTOVOLTAICĂ

Celula fotovoltaică este un dispozitiv optoelectronic care se utilizează fără tensiune aplicată din exterior, ea generînd o tensiune electrică atunci cînd suprafața este iluminată. Tensiunea ce poate fi măsurată la bornele unei celule fotovoltaice iluminate atunci cînd aceasta nu este conectată într-un circuit poartă numele de tensiune de circuit deschis (V_{OC}). Curentul ce străbate terminalele dispozitivului în timpul scurtcircuitării lor se numește curent de scurtcircuit (I_{SC}).

Curentul de scurtcircuit al oricărei celule fotovoltaice variază liniar cu iluminarea (pe un domeniu foarte mare de valori ale acesteia), în timp ce ten-

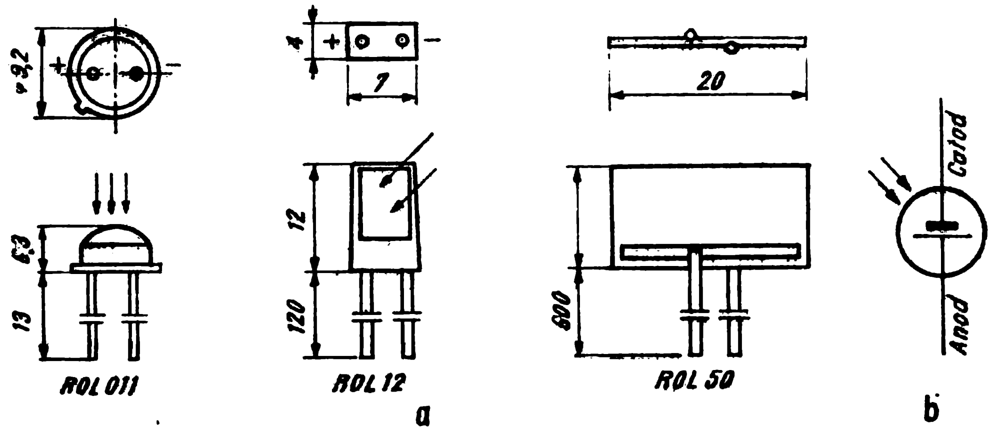


Fig. 13.1. a) Tipuri de celule fotovoltaice cu siliciu; b) simbolul celulei fotovoltaice.

siunea de circuit deschis are o variație foarte pronunțată la iluminări mici, observîndu-se apoi o tendință de saturare (fig. 13.2).

Cu cît aria unei celule fotovoltaice este mai mare, cu atît valoarea lui I_{SC} este mai mare (dependența este liniară), valoarea lui V_{OC} fiind independentă de mărimea ariei fotosensibile.

Valorile lui V_{OC} și I_{SC} depind în mod diferit de temperatură: creșterea temperaturii are ca efect micșorarea valorii tensiunii de circuit deschis și mărirea valorii curentului de scurtcircuit. În cazul celulelor fotovoltaice cu siliciu, scăderea lui V_{OC} se face cu aproximativ 2,5 mV/grad, iar creșterea lui I_{SC} este de aproximativ 0,15%/grad.

Dacă la bornele unei celule fotovoltaice aflată la o iluminare constantă se conectează un rezistor (fig. 13.3,a), prin el va trece un anumit curent I_1, iar căderea de tensiune pe aceasta va fi $V_1 = I_1 \cdot R$. Dependența curentului

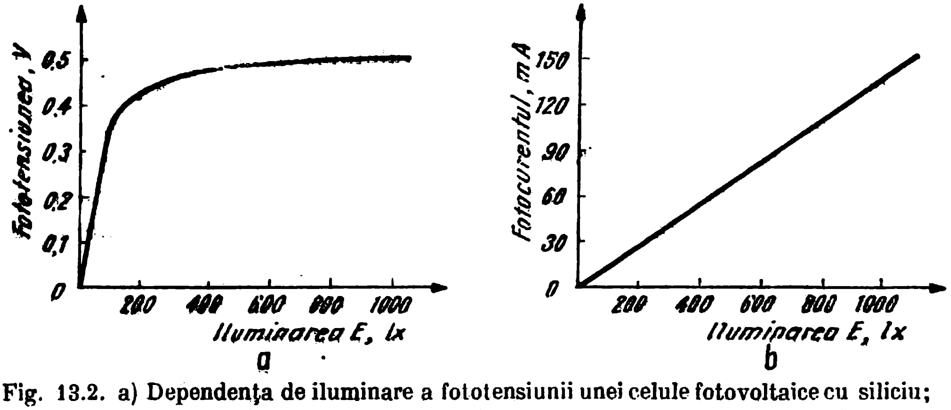
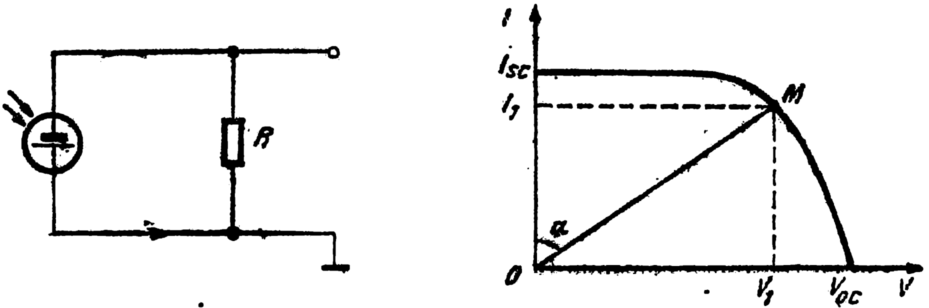


Fig. 13.2. a) Dependența de iluminare a fototensiunii unei celule fotovoltaice cu siliciu; b) dependența de iluminare a fotocurentului generat de celula fotovoltaică ROL 12.



a b

Fig. 13.3. a) Circuit simplu cu celulă fotovoltaică; b) caracteristică curent-tensiune pentru o celulă fotovoltaică.

ce străbate rezistorul în funcție de tensiunea la bornele sale este prezentată în fig. 13.3,b. Observăm că unui curent I_1 și unei căderi de tensiune V_1 le va corespunde un singur punct (M) pe caracteristica $I - V$ și că $R = V_1/I_1 = \mathrm{tg}\alpha$. Prin urmare alegerea punctului de funcționare definește în mod unic valoarea rezistorului ce trebuie folosit.

Atunci cînd dorim să utilizăm curentul debitat de o celulă va trebui să folosim rezistoare de sarcină mici, iar dacă parametrul important este tensiunea — rezistorul de sarcină va trebui să aibă o valoare mare. În acest context noțiunile „mare“ și „mic“ sînt relative, valorile respective depinzînd de tipul celulei fotovoltaice utilizate și de iluminare.

O celulă fotovoltaică funcționează în regim de scurtcircuit dacă punctul de funcționare se află pe porțiunea caracteristicii $I-V$ paralelă cu axa tensiunilor. De exemplu, în cazul celulelor fotovoltaice ROL 011 și ROL 50 valorile maxime ale rezistoarelor ce trebuie utilizate pentru funcționare în regim de scurtcircuit atunci cînd iluminarea suprafețelor fotosensibile este de 1 klx vor fi (fig. 13.4):

$$R_1 = \frac{250\ \mathrm{mV}}{0{,}08\ \mathrm{mA}} = 3{,}125\ \mathrm{k\Omega}$$

$$\text{și}\ R_2 = \frac{250\ \mathrm{mV}}{0{,}9\ \mathrm{mA}} = 278\ \Omega.$$

ATENȚIE!

— curentul maxim pe care-l poate furniza o celulă fotovoltaică la o iluminare dată este curentul de scurtcircuit;

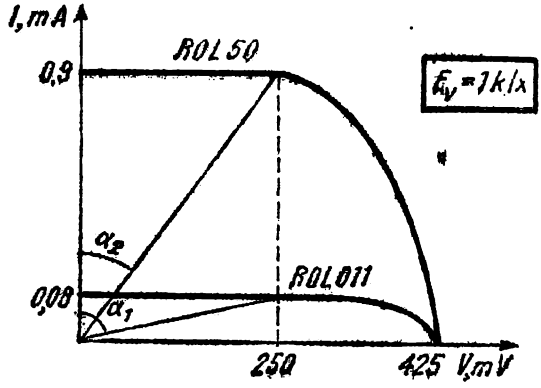


Fig. 13.4. Caracteristici curent-tensiune pentru celulele fotovoltaice ROL 011 și ROL 50.

- tensiunea maximă pe care o poate genera o celulă fotovoltaică la o iluminare dată este tensiunea de circuit deschis;
- tensiunea de circuit deschis nu trebuie confundată cu tensiunea electromotoare a unei pile galvanice sau cu tensiunea continuă furnizată de un alimentator;
- curentul ce va trece printr-un rezistor plasat la bornele celulei fotovoltaice nu se calculează împărţind pe V_{OC} la R;
- dacă nu dispunem de caracteristica $I-V$ a celulei fotovoltaice utilizate, punctul de funcţionare se alege prin încercări:
  - la o iluminare dată vom folosi diverse rezistoare pînă cînd căderea de tensiune are valoarea necesară;
  - se va menţine rezistorul în circuit şi vom varia iluminarea celulei pînă la obţinerea tensiunii dorite.

Valoarea curentului de scurtcircuit debitat de o celulă fotovoltaică depinde de lungimea de undă (culoarea) luminii incidente pe suprafaţa fotosensibilă. Luarea în consideraţie a acestei dependenţe se face prin intermediul sensibilităţii spectrale relative care se defineşte ca raport între valoarea curentului de scurtcircuit la o anumită lungime de undă şi valoarea maximă a acestuia în condiţiile în care densitatea fluxului energetic pe suprafaţa celulei este acelaşi pe tot domeniul lungimilor de undă considerate.

În fig. 13.5 observăm că o celulă fotovoltaică cu siliciu are răspunsul maxim în infraroşu. răspunsul în lumină verde (la 0,55 μm) fiind aproximativ jumătate din răspunsul maxim.

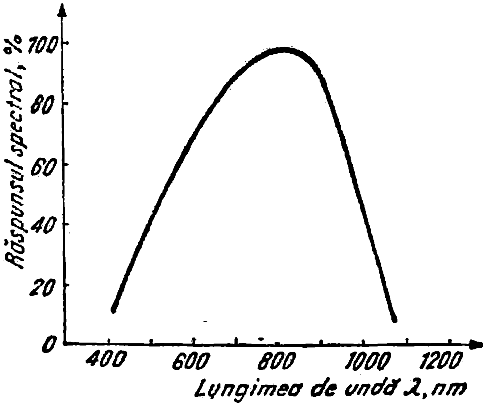


Fig. 13.5. Sensibilitatea spectrală a unei celule fotovoltaice cu siliciu.

Atunci cînd se utilizează pulsuri de lumină este important să cunoaştem timpul în care curentul debitat creşte de la valoarea zero (corespunzătoare absenţei luminii) la o anumită valoare, precum şi timpul în care curentul ajuns la valoarea maximă scade (după întreruperea pulsului luminos) pînă la o valoare mai mică. Aceste intervale temporale poartă numele de timpi de răspuns sau de comutaţie.

Intervalul temporal dintre momentul aplicării pulsului de lumină (t_1) şi momentul (t_2) la care curentul de scurtcircuit atinge 90% din valoarea sa maximă poartă numele de timp de creştere (t_r) (fig. 13.6). Timpul scurs între momentul întreruperii iluminării (t_3), cînd I_{SC} avea valoarea maximă şi momentul (t_4) cînd curentul de scurtcircuit scade la 10% din această valoare se numeşte timp de scădere (t_f).

În general, pentru o celulă fotovoltaică dată, $t_r = t_f$, valorile lor fiind de ordinul zecilor de microsecunde.

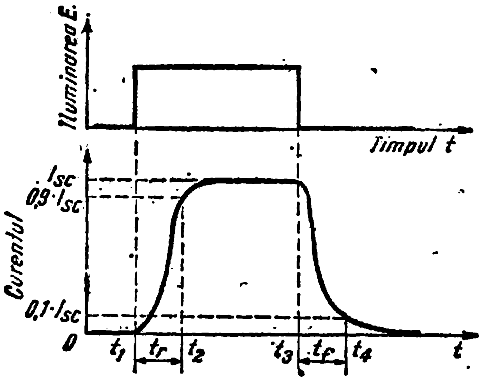


Fig. 13.6. Definirea timpilor de răspuns pentru dispozitivele optoelectronice fotosensibile.

Cele mai utilizate celule fotovoltaice sînt cele realizate pe siliciu, ele avînd avantajul stabilității mari în timp a valorilor parametrilor optoelectrici.

Aplicațiile celulelor fotovoltaice folosesc proprietatea acestora de a genera o tensiune electrică (și un curent—dacă circuitul este închis) sub acțiunea luminii.

În domeniul automatizărilor se pot proiecta scheme cu un mare grad de siguranță în funcționare folosind celule fotovoltaice, de pildă pentru supraveghetoarele de flacără care opresc automat gazul la un arzător dacă flacăra s-a stins dintr-un motiv oarecare. La oricare alt fotodetector, un defect al dispozitivului sau firelor sale de conexiune poate însemna fie întreruperea, fie scurtcircuitarea circuitului de intrare al montajului de automatizare. Această situație nu poate fi uneori distinsă de o funcționare normală. Însă la o celulă fotovoltaică funcționarea normală înseamnă debitarea unei tensiuni și orice defect duce la anularea acesteia, fenomen care este sesizat de montaj ca o dispariție a luminii, deci ca o anomalie.

În schemele simple de exponometre fotografice sînt preferate celulele fotovoltaice, deoarece nu necesită pilă pentru alimentare. Semnalul electric generat de celulă este măsurat de un instrument cît mai sensibil. Variația tensiunii funcție de iluminare nefiind liniară, este ușurată etalonarea aparatului direct în indici de expunere, care vor fi aproximativ echidistanți pe scală deși trecerea de la unul la altul înseamnă o variație de două ori a intensității luminii.

În alte situații celula fotovoltaică se utilizează ca traductor datorită ariei fotosensibile mari în comparație cu alte dispozitive. Un șir de celule plasate lîngă o buclă de bandă magnetică ori perforată sau de film sesizează fără contact mecanic mărimea acestei bucle în aparatele care folosesc asemenea benzi.

Citirea pistei sonore a filmelor cinematografice, atunci cînd ea este înregistrată optic pe marginea lor, se face tot cu celule fotovoltaice. O fantă luminoasă foarte fină, după ce este focalizată pe pista sonoră de pe film, ajunge pe suprafața fotosensibilă a celulei. Semnalul electric al acesteia variază în ritmul și cu amplitudinea impuse de zonele cu transparență diferită ce defilează printre fantă și celulă.

O altă aplicație o constituie fotodetecția unui obiect luminos. Din celule fotovoltaice amplasate foarte aproape una față de alta se realizează o „matrice“ de patru sau mai multe elemente fotosensibile. Pe această matrice se proiectează imaginea obiectului luminos pe care dorim să-l urmărim. Cu ajutorul unor circuite electronice adecvate se compară semnalele electrice ale diverselor celule și se trage o concluzie privind direcția și mărimea deplasării imaginii față de centrul matricii. Implicit se pot lua decizii pentru reorientarea corespunzătoare a senzorului. De exemplu, se pot orienta automat oglinzile sau panourile unei centrale solare, astfel încît să primească cu maximă eficiență radiația. Sau, într-o instalație ghidată de către fasciculul unui laser, se pot face corecții automate ale drumului în funcție de abaterile sesizate de matricea fotosensibilă.

Să încheiem cu o aplicație de cea mai mare importanță a celulelor fotovoltaice. Este vorba de conversia directă a energiei radiației solare în energie electrică. Se deschid astfel perspective atrăgătoare pentru alimentarea unor consumatori independenți față de rețelele de energie electrică. Cu celule mici, a căror suprafață totală este de ordinul centimetrilor pătrați, se alimentează aparate cu un consum foarte redus, cum sînt ceasurile și calculatoarele electronice ori radioreceptoarele miniatură. Module de celule avînd suprafețe de ordinul metrilor pătrați alimentează balize radio sau luminoase, relee de televiziune de putere mică, stații de radiocomunicații sau gospodării individuale în locurile îndepărtate de rețeaua energetică. Asigurarea energiei pentru sateliți și stații spațiale se face — alături de generatoarele nucleare — tot cu celule fotovoltaice. În majoritatea cazurilor menționate bateriile de celule sînt cuplate cu acumulatoare tampon care asigură continuitatea funcționării instalațiilor în situația lipsei temporare a radiației solare. Principala limitare în calea utilizării pe scară largă a acestor surse o constituie prețul de cost și de aceea cercetările sînt îndreptate spre reducerea lui.

Exponometru cu celulă fotovoltaică

Un exponometru sensibil pentru măsurarea iluminării este prezentat în schema din figura 13.7. Un montaj diferențial cu două tranzistoare amplifică semnalul electric generat de o celulă fotovoltaică ce primește lumina reflectată de suprafața a cărei iluminare se măsoară. Inițial, cu celula acoperită de un capac perfect opac, se face echilibrarea montajului, prin rotirea cursorului potențiometrului pînă ce se obține indicația „zero" a instrumentului conectat între colectoare. Apoi se îndepărtează capacul și, cu celula îndreptată spre obiectul care ne interesează, se face citirea pe scală.

Etalonarea se face prin comparație cu un exponometru de fabrică. Se va face o etalonare separată pentru lu-

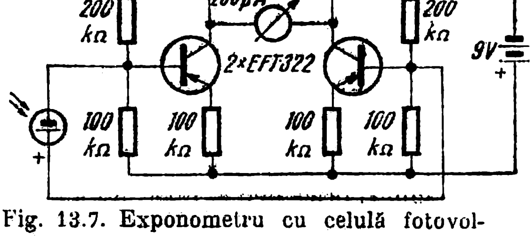


Fig. 13.7. Exponometru cu celulă fotovoltaică.

mină naturală şi pentru becuri cu incandescenţă, datorită sensibilităţii excesive a celulei cu siliciu la roşu. Dacă este posibil se va compensa această proprietate prin aplicarea unui filtru albastru pe celulă.

Dacă iluminarea creşte, la un moment dat acul instrumentului va ajunge la capătul superior al scalei. Este posibilă extinderea domeniului de măsură pentru valori mai mari ale iluminării dacă atenuăm lumina prin aplicarea pe celulă a unui filtru neutru (gri) cu o asemenea densitate optică încît să aducă acul indicator spre zero. Filtrul se poate confecţiona dintr-o bucată de film alb-negru expus şi developat. Prin probe cu diverse expuneri se va găsi o densitate convenabilă pentru realizarea condiţiei de mai sus.

Alimentator cu celule fotovoltaice

În fig. 13.8 este dată schema unui alimentator solar cu celule fotovoltaice. Un număr de *n* celule legate în serie debitează o tensiune de (0,4 *n*) V atunci cînd sînt iluminate de soare, alimentînd un consumator de mică putere şi încărcînd simultan acumulatorul *B*. Dioda din circuit previne descărcarea acumulatorului prin celule atunci cînd iluminarea este insuficientă pentru ca aceasta să genereze o tensiune cel puţin egală cu a bateriei *B*.

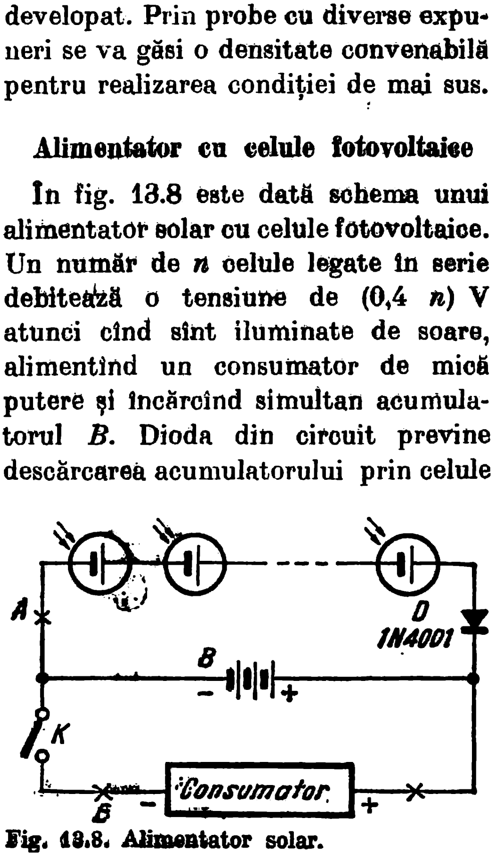


Fig. 13.8. Alimentator solar.

Consumatorul poate fi un ceas electric sau electronic, un radioreceptor portabil, nişte becuri de tensiune şi putere redusă etc. Corespunzător tensiunii nominale a consumatorului se alege tensiunea bateriei de acumulatoare, iar în funcţie de curentul consumatorului se stabileşte capacitatea bateriii. Se pot folosi elemente de acumulator miniatură tip pastilă sau cilindrice.

Numărul celulelor se alege astfel încît tensiunea totală generată să fie cu 2—3 V mai mare decît tensiunea bateriei, surplus necesar acoperirii căderii de tensiune pe diodă şi pentru ca un curent important să circule dinspre celule spre acumulator (curent de încărcare).

Deoarece alimentatorul nu are protecţie la supraîncărcare sau descărcare excesivă, se va ţine o evidenţă a orelor de încărcare şi descărcare. Aceste fenomene au loc la curenţii I_i şi respectiv I_d care se măsoară experimental după cum urmează. I_i se determină cu întreruptorul *K* deschis şi celulele expuse la soare, intercalînd un miliampermetru în punctul *A*. Curentul de descărcare I_d se măsoară în punctul E, cu celulele la întuneric şi *K* închis.

O încărcare completă se face după un număr N_i de ore:

$$N_i = 1{,}4\,\frac{C}{I_i}$$

unde *C* este capacitatea acumulatorului (în mAh), iar I_i este exprimat în mA.

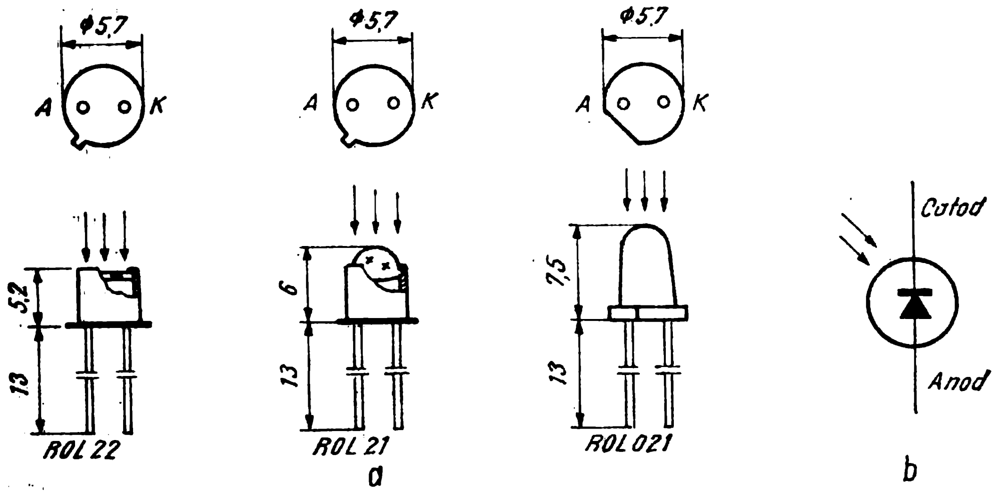


Fig. 13.9. a) Tipuri de fotodiode; b) simbolul fotodiodei.

Odată încărcat acumulatorul, este permisă descărcarea sa, sub curentul I_d, timp de N_d ore:

$$N_d = \frac{C}{I_d}.$$

Este posibilă și funcționarea tampon a acumulatorului, deci cu K închis în timp ce celulele debitează energie. Efectul total este o încărcare sub curentul $I_i - I_d$ dacă $I_i > I_d$, sau o descărcare sub curentul redus $I_d - I_i$, în situația cînd $I_d > I_i$.

În sfîrșit, să precizăm că se pot folosi orice tipuri de celule fotovoltaice din cele prezentate mai înainte. Alegerea lor trebuie făcută totuși în funcție de curentul necesar. Este posibilă și legarea mixtă a celulelor: mai multe grupuri de celule înseriate sînt conectate în paralel pentru a debita curent mai mare. În acest caz, fiecare din lanțurile de celule înseriate va conține cîte o diodă (similară lui D din schemă) pentru a preveni consumul unei părți din energie în unele grupuri serie de celule, fenomen care se petrece datorită inegalităților parametrilor electrici ai componentelor.

FOTODIODA

Concepută pentru a răspunde la pulsuri luminoase rapide, fotodioda funcționează în polarizare inversă. Capsula prezintă o zonă transparentă, pentru pătrunderea luminii, sub forma unei ferestre plane (ROL 22, ROL 25) sau a unei lentile (ROL 21, ROL 021).

În figura 13.10 se indică modul în care o fotodiodă trebuie montată

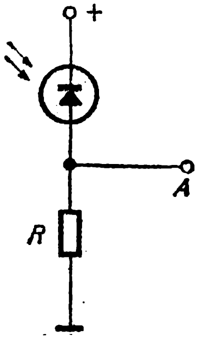


Fig. 13.10. Circuit simplu cu fotodiodă.

într-un circuit. Semnalul se culege între punctul *A* și masă. Prezența rezistorului *R* este neapărat necesară pentru limitarea curentului.

Caracteristica curent-tensiune a unei fotodiode în absența iluminării (curba *1* din fig. 13.11) este identică cu cea a unei diode obișnuite, curentul invers numindu-se în acest caz curent de întuneric (I_D).

Funcționînd în polarizare inversă, curbele caracteristice pentru fotodiodă sînt cele din cadranul III (fig. 13.11).

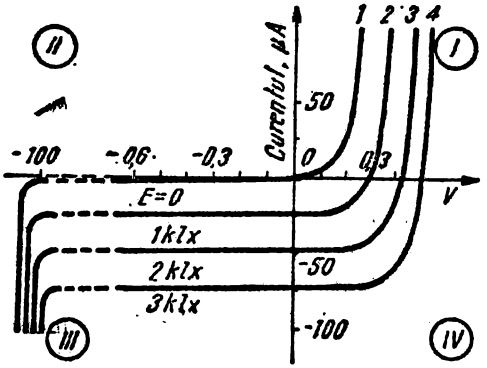


Fig. 13.11. Caracteristici curent-tensiune pentru fotodioda ROL 21 la diferite nivele de iluminare.

Curentul invers la iluminare poartă numele de curent de iluminare (I_L) și are valori mult mai mari decît curentul de întuneric. De exemplu, în cazul fotodiodei ROL 21 curentul de întuneric este mai mic de 20 nA, iar curentul de iluminare are valori mai mari de 30 μA la o iluminare de 1 klx în cazul aplicării unei tensiuni inverse de 50 V. Curentul de iluminare este proporțional cu fluxul luminos incident pe suprafața fotosensibilă, fiind independent de valoarea tensiunii inverse pînă în apropierea tensiunii de străpungere.

Regiunea din cadranul IV a caracteristicii $I-V$ reprezintă funcționarea fotodiodei în regim de celulă fotovoltaică — fără tensiune aplicată din exterior. O fotodiodă poate fi deci folosită și ca celulă fotovoltaică, o asemenea utilizare nefiind însă indicată datorită curenților mici furnizați.

Atunci cînd fotodiodei i se aplică o polarizare inversă dreapta de sarcină se obține prin unirea punctului de pe axa tensiunilor corespunzător tensiunii V_a aplicate cu punctul de pe axa curenților corespunzător valorii $-V_a/R_a$, R_a fiind valoarea rezistorului legat în serie cu dispozitivul (fig. 13.12). Punctul de funcționare *P* se află la intersecția dreptei de sarcină cu caracteristica din cadranul III corespunzătoare nivelului de iluminare la care se lucrează.

În cazul în care fotodioda este totuși utilizată ca celulă fotovoltaică, punctul de funcționare (*P'* din fig. 13.12) se află la intersecția curbei din cadranul IV, corespunzătoare nivelului de iluminare la care se lucrează, cu o dreaptă ce trece prin origine și face cu axa curenților un unghi a cărui tangentă este egală cu valoarea rezistorului de sarcină plasat la bornele dispozitivului.

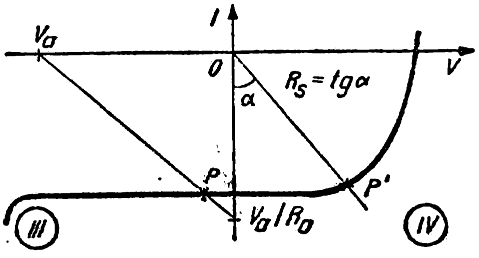


Fig. 13.12. Dreapta de sarcină pentru o fotodiodă.

Timpii de răspuns ai fotodiodelor se definesc în acelaşi mod ca în cazul celulei fotovoltaice. Valorile lor sînt de ordinul sutei de nanosecunde în cazul fotodiodelor obişnuite (ROL 21, ROL 021) şi de ordinul nanosecundelor în cazul fotodiodelor PIN (ROL 25). De reţinut că, pe aceeaşi rezistenţă de sarcină timpii de răspuns ai unei fotodiode depind de valoarea tensiunii inverse aplicate: la tensiuni inverse mari vor corespunde timpi de răspuns mai mici.

Sensibilitatea spectrală a fotodiodelor cu siliciu are aceeaşi alură ca a celulelor fotovoltaice cu siliciu (fig 13.5).

O caracteristică foarte importantă a fotodiodei, de care trebuie să ţinem seama în aplicaţii, este caracteristica de directivitate. Ea reprezintă variaţia relativă a curentului fotodiodei în funcţie de unghiul de incidenţă al luminii, sursa de lumină fiind aceeaşi (fig. 13.13). Se observă că fotodiodele cu lentilă au o directivitate mult mai pronunţată faţă de cele cu fereastră.

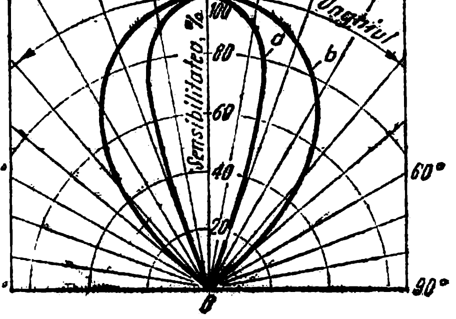


Fig. 13.13. Caracteristici de directivitate pentru o fotodiodă: a) cu lentilă (ROL 21. ROL 021); b) cu fereastră plană (ROL 22).

ATENŢIE!

- — nu montaţi fotodioda în circuit fără rezistenţă de sarcină înseriată;
- — tensiunea inversă aplicată din exterior nu trebuie să depăşească valoarea tensiunii de străpungere; în caz contrar fotodioda se distruge;
- — orientaţi fotodioda în mod corespunzător faţă de sursa de lumină;
- — evitaţi (pe cît este posibil) utilizarea fotodiodelor ca celule fotovoltaice.

Aplicaţiile specifice fotodiodelor utilizează timpul de răspuns mic şi posibilitatea de lucru la tensiuni relativ mari. Aceste caracteristici sînt datorate ariei fotosensibile mai reduse decît la celulele fotovoltaice, ceea ce atrage însă şi o sensibilitate la lumină mai mică.

Gama aplicaţiilor este largă. Sînt folosite fotodiode într-o mare varietate de scheme tip releu fotoelectric, în care este sesizată întreruperea sau reapariţia unui fascicul luminos. Asemenea montaje îşi găsesc utilizarea la cititoare de cartele şi benzi perforate, automatizări, dispozitive de protecţia muncii, sisteme antifurt ş.a. Se lucrează cu lumină modulată sau nu în intensitate.

O aplicaţie interesantă este „creionul fotosensibil" folosit în dialogul om-calculator prin intermediul unui tub catodic de televiziune. Pe ecranul acestuia calculatorul prezintă o imagine statică (plan, desen etc.) în care operatorul poate să intervină direct, ştergînd sau adăugînd anumite părţi. Acest lucru este făcut prin atingerea zonelor de interes de pe ecran cu un „creion". El este de fapt un tub ce conţine o fotodiodă care detectează momentul cînd în punctul respectiv intensitatea luminoasă crește datorită spotului electronic ce a ajuns în acel loc. Semnalul electric al fotodiodei este amplificat și un circuit special determină ștergerea sau adăugarea unor elemente (puncte) de imagine în memoria calculatorului, exact în locul dorit.

În aparatele fotografice moderne fotodiodele cu siliciu, prevăzute cu filtre optice de corecție, măsoară lumina incidentă pe film în vederea stabilirii expunerii corecte. Uneori operația se face chiar în timpul expunerii și chiar dacă se lucrează cu blitzuri al căror impuls luminos poate dura numai 1/50 000 s.

Tehnica televiziunii folosește principiul de lucru al fotodiodei semiconductoare în unele tipuri de camere TV. Elementul fotosensibil al lor îl constituie o matrice de cîteva sute de mii de fotodiode alăturate pe o suprafață de cîțiva centimetri pătrați. Pe aceasta se proiectează imaginea optică televizată, iar fiecare element al matricii dă un semnal electric proporțional cu iluminarea primită. „Citirea“ semnalelor se face cu un fascicul electronic care baleiază linie după linie întreaga matrice.

În tehnica modernă fotodiodele rapide își găsesc un domeniu vast de aplicare ca detector în comunicațiile optice. Un laser modulat poduce impulsuri luminoase cu frecvență ridicată. Ele se transmit prin aer sau prin fibre optice pînă la receptorul care, cu ajutorul unei fotodiode rapide reconstituie semnalul electric ce conține informația. În acest fel se pot transmite cu mare viteză și fără perturbații electrice date între calculatoare, imagini tv etc.

Releu fotoelectric

Un montaj de tip releu fotoelectric, cu două stări stabile între care comută atunci cînd nivelul de iluminare trece de un anumit prag este prezentat în figura 13.14. El folosește ca traductor o fotodiodă. Cînd este iluminată, curentul său invers crește și T_1 intră în conducție. Tensiunea pe colectorul său — și deci pe baza lui T_2 — scade

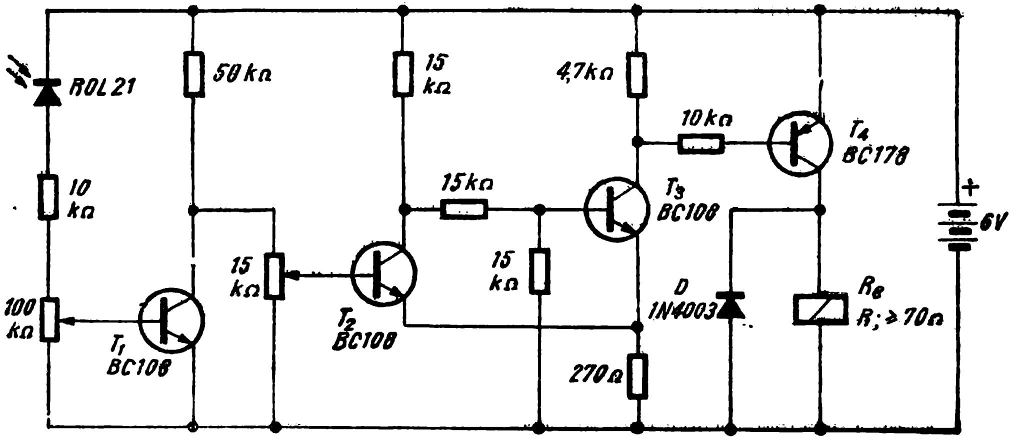


Fig. 13.14. Releu fotoelectric cu fotodiodă.

astfel că T_2 se blochează. T_2 și T_3 alcătuiesc un trigger Schmitt, circuit basculant în care — datorită reacției prin rezistorul comun de emitor — cele două tranzistoare au în orice moment stări complementare, iar bascularea se face brusc chiar dacă semnalul de intrare variază lent. Deci T_3 conduce, T_4 este și el deschis iar releul *Re* este anclanșat.

La micșorarea luminii pe fotodiodă sub un anumit prag, curentul său invers scade, T_1 începe să se blocheze și toate celelalte tranzistoare își schimbă brusc starea de conducție; releul declanșează. Contactele sale — nefigurate în desen — pot să acționeze un numărător electromagnetic, o alarmă sonoră sau optică ș.a.

Montajul poate fi folosit pentru numărarea unor obiecte pe banda rulantă sau semnalizarea trecerii unei persoane prin zona unei „bariere de lumină". Este denumit astfel un fascicul concentrat de lumină, creat cu ajutorul unui bec și al unui sistem optic. Un asemenea „proiector" poate utiliza o oglindă concavă (fig. 13.15, a) sau o lentilă convergentă (fig. 13.15, b) care — așezate convenabil față de bec — concentrează lumina acestuia pe fotodiodă. Sînt convenabile oglinzile de la lanternele de bună calitate sau lentile cu diametrul de 3—5 cm și distanța focală de același ordin de mărime. Pe întuneric se reglează poziția becului pînă ce, pe un ecran alb situat în fața fotodiodei, se observă o pată luminoasă cît mai concentrată.

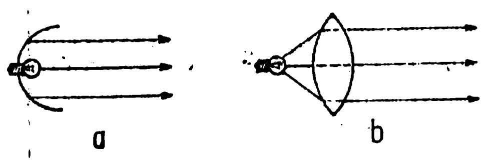


Fig. 13.15. Proiectoare pentru relee fotoelectrice: a) cu oglindă; b) cu lentilă.

Pentru a nu fi influențată prea mult de lumina ambiantă, fotodioda se introduce într-un tub negru cu diametrul de circa 4 mm și lungimea de 3—4 cm, provenit de exemplu de la o carioca uzată.

Aranjamentul practic pentru o barieră de lumină este dat în figura 13.16. Orice obiect opac ce trece prin spațiul dintre proiector și elementul fotosensibil întrerupe fasciculul de lumină și este astfel detectat.

Schema poate fi utilizată și pentru aprinderea automată în timpul nopții a luminilor de semnalizare (pentru vehicule parcate, balizarea optică a unor locuri periculoase). Pentru aceasta fotodioda nu va mai fi protejată de tubul descris. Ea trebuie îndreptată vertical spre cer și ferită de lumina pe care montajul o comandă.

Releu fotoelectric cu lumină modulată

Deoarece releele fotoelectrice simple (ca cel descris anterior) funcționează uneori defectuos cînd lumina naturală este puternică, se poate realiza un montaj care să „simtă" numai lumina modulată. „Pîlpîirea" în ritm de 50 Hz a unui bec alimentat de la rețeaua de curent alternativ redresată monoalternanță poate fi diferențiată față de fondul luminos natural.

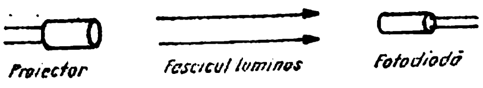


Fig. 13.16. Schema unei „bariere de lumină".

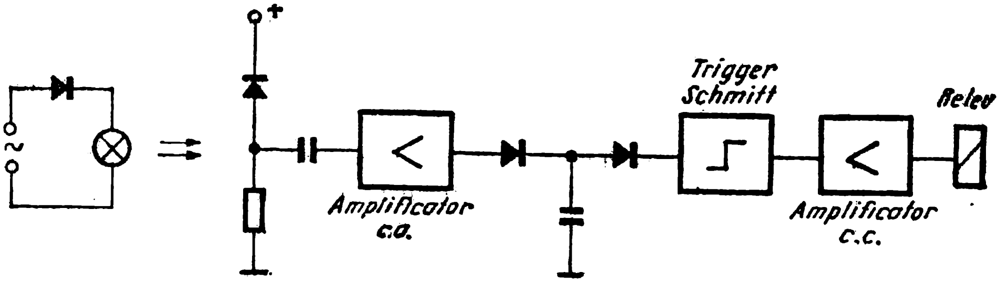

Amplificator c.a.
Trigger Schmitt
Releu
Amplificator c.c.

Fig. 13.17. Schema bloc a fotoreleului cu lumină modulată.

Schema bloc din figura 13.17 indică principalele etaje ale montajului. O fotodiodă primeşte lumina modulată suprapusă peste fondul luminos continuu. Prin rezistenţa înseriată cu ea va trece un curent pulsatoriu suprapus peste o componentă continuă. Printr-un capacitor se separă componenta alternativă, care este amplificată şi redresată de o diodă. Un alt capacitor integrează semnalul obţinut, iar tensiunea de pe el, cînd depăşeşte o anumită valoare, produce bascularea unui trigger. Semnalul continuu de la ieşirea acestuia este apoi amplificat şi aplicat unui releu care anclanşează doar în absenţa luminii modulate.

Schema detaliată este dată în figura 13.18, unde T_1 şi T_2 alcătuiesc amplificatorul de curent alternativ, T_3 şi T_4 triggerul, iar T_5 şi T_6 amplificatorul de curent continuu.

Sursa de lumină modulată poate fi un bec de 3,8 V/0,3 A sau asemănător, alimentat de la înfăşurarea secundară a unui transformator coborîtor de tensiune (tip sonerie) printr-o diodă 1 N 4001 care realizează redresarea. Astfel filamentul are timp să se răcească într-o măsură suficientă între două semialternanţe succesive şi lumina are un grad sporit de modulaţie. Sistemul optic se construieşte ca în figurile 13.15 şi 13.16. Montajul detec-

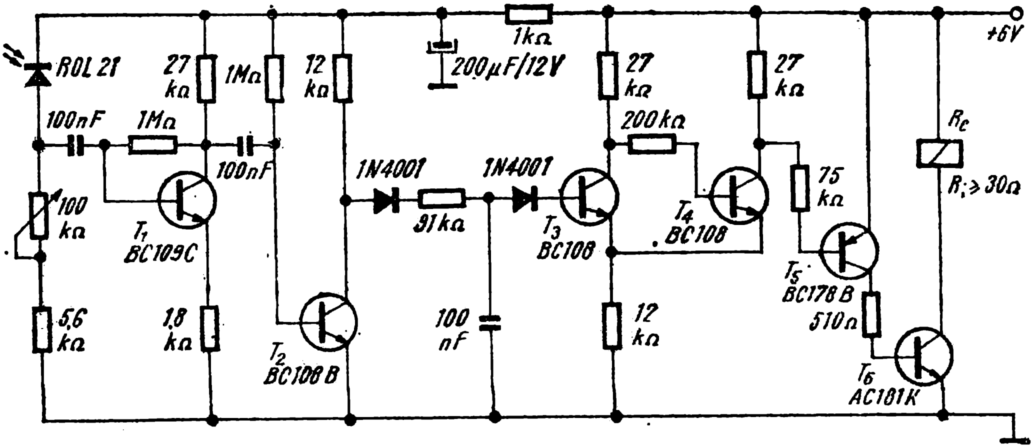

ROL 21
27 kΩ
1MΩ
12 kΩ
1kΩ
200µF/12V
27 kΩ
27 kΩ
+6V
100nF
1MΩ
100nF
200kΩ
Rc
1N4001
1N4001
100 kΩ
91kΩ
75 kΩ
Ri>30Ω
T1 BC109C
T3 BC108
T4 BC108
T5 BC178B
5,6 kΩ
1,8 kΩ
100 nF
12 kΩ
510Ω
T2 BC108B
T6 AC181K

Fig. 13.18. Schema de detaliu a fotoreleului.

tează prezenţa fasciculului modulat chiar în prezenţa unui fond luminos continuu de 100 ori mai intens. Reglajul potenţiometrului se face acceptînd un compromis între sensibilitatea generală (mare la valori mari ale rezistenţei) şi suportarea unui fond luminos continuu însemnat (care cere o valoare mică). Schema se poate folosi şi pentru telecomenzi simple.

FOTOTRANZISTORUL

Fototranzistorul este un tranzistor la care, în locul semnalului electric aplicat pe bază, se foloseşte lumina ca element de comandă. În cazul în care nu se conectează terminal de bază, fototranzistorul prezintă două terminale corespunzătoare emitorului şi colectorului (ROL 31, ROL 031) (fig. 13.19). Dacă fototranzistorul prezintă şi terminalul corespunzător bazei (ROL 33), el poate fi comandat electric din exterior. În acest caz, la întuneric fototranzistorul poate fi utilizat ca un tranzistor obişnuit.

În circuitele electronice fototranzistorul se montează de preferinţă cu emitorul comun, iar polarizarea se face similar cu cea a tranzistorului (colectorul la un potenţial pozitiv iar emitorul la un potenţial negativ în cazul unui fototranzistor *npn*).

În figura 13.20 este prezentat modul în care un fototranzistor se montează într-un circuit, semnalul culegîndu-se între punctul *A* şi masă.

Principalul avantaj al fototranzistorului (faţă de celula fotovoltaică şi fotodiodă) este sensibilitatea mare la lumină, curentul obţinut în circuitul de colector fiind de zeci de miliamperi, de aproximativ o mie de ori mai mare decît curentul furnizat de o fotodiodă cu aceeaşi arie fotosensibilă. De exem-

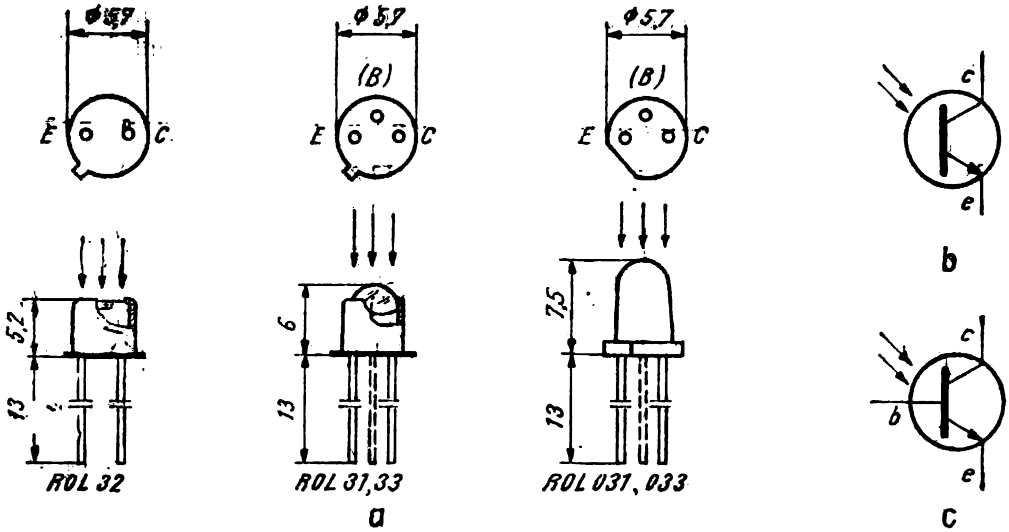


Fig. 13.19. a) Tipuri de fototranzistoare; b) simbolul unui fototranzistor fără acces la bază; c) simbolul unui fototranzistor cu acces la bază.

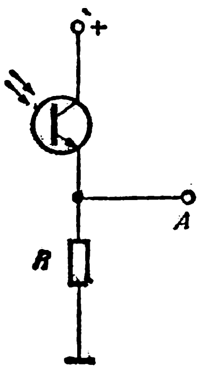


Fig. 13.20 Circuit simplu cu fototranzistor.

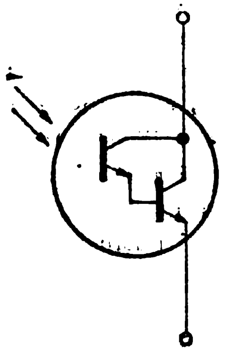


Fig. 13.22. Simbolul fotodarlingtonului ROL 36.

plu, la ROL 31 curentul de colector este mai mare de 10 mA pentru o iluminare de 1 klx și o tensiune colector-emitor de 5 V.

Familia de caracteristici ale unui fototranzistor este asemănătoare cu cea a unui tranzistor (fig. 13.21). Deosebirea constă în aceea că în cazul fototranzistorului iluminarea are rolul curentului de bază. Dreapta de sarcină și punctul de funcționare se construiesc în același mod ca la tranzistor.

Fotodarlingtonul (ROL 36) este un fototranzistor cuplat, pe aceeași structură semiconductoare, cu un tranzistor (fig. 13.22). El are factorul de amplificare foarte mare (aproximativ zece mii) și este recomandat pentru utilizări la nivele foarte mici de iluminare (zeci și sute de lucși). Timpul de răspuns al unui fotodarlington este de ordinul milisecundei.

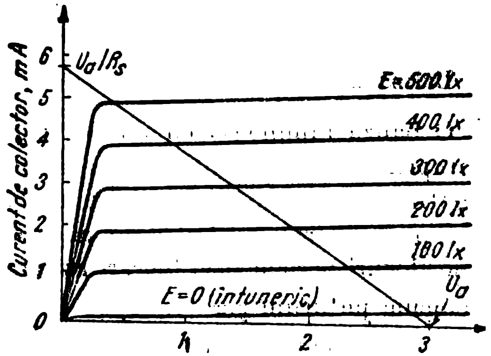


Fig. 13.21. Familie de caracteristici pentru un fototranzistor ROL 031.

Un fototranzistor poate fi simulat cu o fotodiodă și un tranzistor în modul indicat în figura 13.23. Sub acțiunea luminii curentul invers al fotodiodei crește, mărind astfel curentul de bază al tranzistorului. Prin urmare, iluminări diferite ale fotodiodei vor conduce la diverse valori ale curentului de colector al tranzistorului, ansamblul comportîndu-se ca un fototranzistor.

Sensibilitatea mare la lumină a fototranzistoarelor face ca ele să fie folosite cu predilecție în cele mai diverse scheme de automatizare. Datorită saturării la

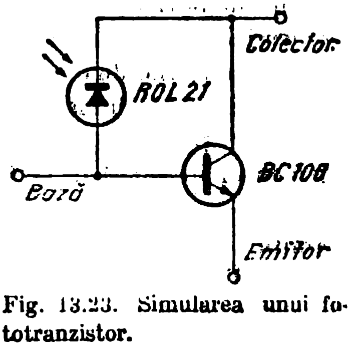


Fig. 13.23. Simularea unui fototranzistor.

nivele de iluminare nu prea mari şi sensibilităţii sporite la variaţiile temperaturii ambiante — care trebuie uneori compensată prin circuite adecvate — utilizarea fototranzistoarelor se face mai ales în montaje de tipul „tot sau nimic“ de genul releului fotoelectric şi mai puţin în scheme la care semnalul de ieşire este proporţional cu iluminarea.

Se folosesc fototranzistoare în automate de protecţia muncii care opresc utilajul cînd operatorul intră într-o zonă periculoasă, la măsurarea fără contact a turaţiei unor piese prin întreruperea periodică a fasciculului luminos de către acestea, măsurarea vitezei unui obiect prin determinarea timpului scurs între momentele trecerii prin două bariere luminoase, la detectoarele de incendiu care deceleează flacăra după pîlpîirile ei specifice, cronometrarea momentului sosirii în unele întreceri sportive, numărarea unor obiecte în mişcare, măsurarea nivelului de lichid într-un rezervor, precum şi ca detector de lumină în optocuploare şi comutatoare optoelectronice cu întreaga lor gamă de aplicaţii specifice.

Să discutăm mai pe larg o altă utilizare frecventă a fototranzistoarelor, anume în blitzurile automate (numite comercial „cu computer“). Un blitz obişnuit dispune de o cantitate fixă de energie electrică înmagazinată într-un capacitor şi ea se transformă — în momentul declanşării — într-o cantitate fixă de energie luminoasă ce este trimisă spre subiectul ce trebuie fotografiat. Deoarece fluxul luminos scade cu pătratul distanţei, îi revine fotografului sarcina de a regla diafragma obiectivului în funcţie de distanţa blitz-subiect.

Un blitz automat reglează singur iluminarea pe care el o produce astfel încît ea să fie corectă, indiferent de distanţa la care se găseşte subiectul şi — element nou — indiferent de reflectivitatea sa. Acest reglaj se face prin modificarea timpului cît durează impulsul luminos. La momentul dorit începe descărcarea capacitorului prin tubul blitzului, deci începe emisia de lumină. Ea este reflectată în măsură mai mică sau mai mare de subiect şi un fototranzistor montat pe blitz dă un semnal electric proporţional cu această lumină reflectată. Integrat într-un circuit special, semnalul atinge la un moment dat un nivel (prag) la care se comandă încetarea descărcării. Ea se face fie prin şuntarea capacitorului cu un alt tub de descărcare care însă nu dă lumină în exterior, fie prin întreruperea legăturii între capacitor şi tub printr-un tiristor de curent şi viteză mare. În acest mod impulsul luminos poate avea o durată cuprinsă între 1/500 şi 1/50 000 s, reglată automat.

Baliză automată

O baliză luminoasă cu un bec care se aprinde cu intermitenţă pe timpul nopţii este prezentată în figura 13.24. Ea poate servi pentru semnalizarea unor locuri periculoase, lucrări rutiere, vehicule pe drum ş.a

Montajul cuprinde un circuit basculant astabil (cu tranzistoarele T_1 şi T_2) care generează impulsuri drept-

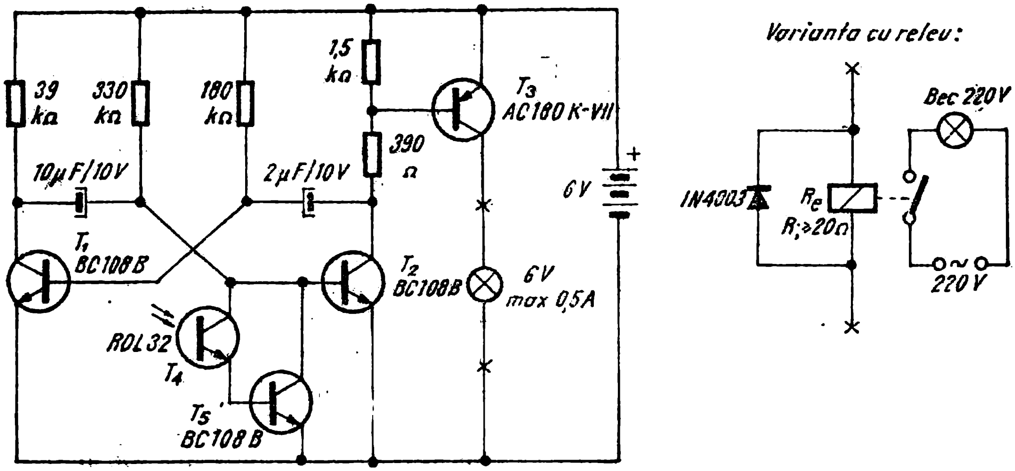

39 kΩ
330 kΩ
180 kΩ
1,5 kΩ
390 Ω
10μF/10V
2μF/10V
T1 BC108B
T2 BC108B
T3 AC180 K-VII
ROL32 T4
T5 BC108B
6V
6V max 0,5A
+
Varianta cu releu:
Bec 220V
1N4003
Re
Ri≥20Ω
220 V

Fig. 13.24. Baliză automată.

unghiulare cu factorul de umplere în intervalul 1/5—1/10. După amplificarea realizată de T_3 ele alimentează direct un bec cu parametrii indicaţi în schemă sau, la nevoie, acţionează un releu ce poate comanda curenţi şi tensiuni mai mari.

În timpul zilei lampa rămîne stinsă datorită blocării astabilului prin punerea la masă a bazei lui T_2. Această funcţie este îndeplinită de tranzistoarele T_4 şi T_5. Ele pot fi înlocuite cu succes printr-un fotodarlington tip ROL 36.

Fereastra fototranzistorului se orientează vertical spre cer şi va fi ferită de lumina balizei pentru a evita o reacţie optică nedorită. În cazul funcţionării în condiţii climatice dificile se vor lua măsuri de impregnare a montajului cu lac izolant şi răcire eficientă prin montarea lui T_3 pe un radiator termic.

Releu fotoelectric cu monostabil

Montajul din figura 13.25 este un releu fotoelectric de o construcţie mai deosebită. Acţionarea releului Re are o durată constantă (cîteva secunde),

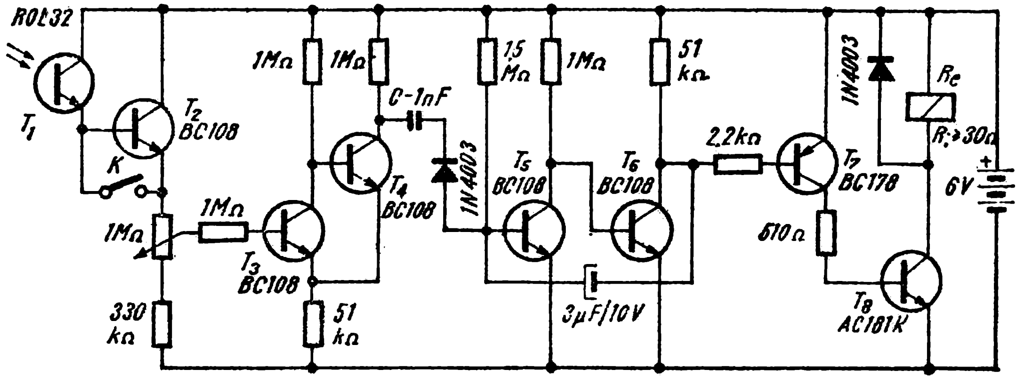

ROL32
T1
T2 BC108
K
1MΩ
1MΩ
330 kΩ
T3 BC108
51 kΩ
1MΩ
1MΩ
C-1nF
T4 BC108
1N4003
15 MΩ
1MΩ
51 kΩ
T5 BC108
T6 BC108
3μF/10V
2,2kΩ
T7 BC178
510Ω
T8 AC181K
1N4003
Re
Ri≥30Ω
+
6V

Fig. 13.25. Releu fotoelectric cu monostabil.

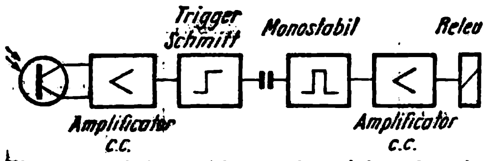


Fig. 13.26. Schema bloc a releului fotoelectric.

indiferent de durata întreruperii fasciculului de lumină incident pe fototranzistor.

Funcționarea poate fi înțeleasă ușor privind schema bloc din figura 13.26. După ce semnalul de la fototranzistor este amplificat, el acționează un trigger (T_3, T_4) care transformă variația lentă de tensiune într-una bruscă. În momentul basculării, un impuls negativ este transmis prin capacitorul C spre un circuit monostabil (T_5 și T_6), care, după o perioadă T revine automat la starea inițială. Pe durata T este anclanșat releul Re, prin T_7 și T_8, care permite diverse automatizări sau acționează un semnal de avertizare.

Diagramele din figura 13.27 reprezintă felul în care o scădere a iluminării E produce un salt de tensiune U_4 pe colectorul lui T_4. Impulsul negativ U_c de pe capacitorul C provoacă bascularea pentru un timp T a monostabilului și tensiunea U_5 pe colectorul lui T_5 se menține ridicată în acest interval.

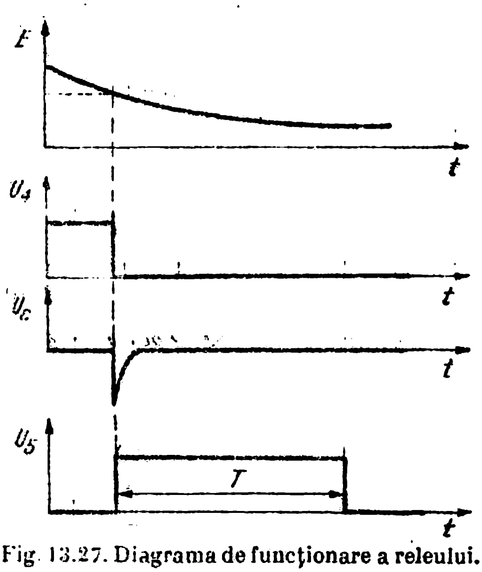


Fig. 13.27. Diagrama de funcționare a releului.

Valoarea intervalului T poate fi reglată în anumite limite prin modificarea capacității electroliticului din monostabil; oricum acesta trebuie să fie de foarte bună calitate, cu curenți de fugă neglijabili.

O altă caracteristică a schemei este consumul extrem de redus din baterie în stare de „așteptare“, ceea ce o recomandă pentru aplicații portabile.

Contactul K va fi închis atunci cînd este necesară micșorarea sensibilității. Un reglaj fin de sensibilitate este posibil din potențiometrul de 1 MΩ.

Fototranzistorul se va introduce într-un tub negru cu diametrul interior de 4 mm și lungimea de 4—5 cm, care îi conferă o directivitate pronunțată și îl protejează de lumina ambiantă. Sursa de lumină a barierei se realizează după schemele prezentate în figurile 13.15 și 13.16 sau se poate utiliza însăși lumina naturală. Cînd nivelul acesteia devine insuficient va avea loc o anclanșare a releului, alarmă falsă dar care ne previne că... s-a înserat!

DIODE ELECTROLUMINISCENTE

O diodă care are proprietatea de a emite lumină atunci cînd este direct polarizată este o diodă electroluminiscentă. Pentru desemnarea acestui tip de dispozitive este folosită în mod curent prescurtarea LED care provine de la inițialele denumirii în limba engleză — Light Emitting Diode, adică diodă emițătoare de lumină.

Diodele electroluminiscente se realizează pe compuși intermetalici de tipul GaAlAs, GaAsP, GaAs sau GaP.

Structura semiconductoare a unui LED are o suprafață foarte mică (un sfert de milimetru pătrat), ea fiind deci o sursă cvasipunctuală de lumină. Mărirea suprafeței luminoase se obține printr-o încapsulare adecvată; capsulele se realizează în mod curent din rășini sintetice colorate (pentru LED-urile ce emit în vizibil) sau incolore (pentru LED-urile cu emisie în infraroșu — ROL 91, ROL 091). Diodele electroluminiscente așa-zise „normale“ (ROL 03, 05, 07, 09) au diametrul capsulei de 5 mm, iar cele miniatură (ROL 003, 005, 007, 009) — 3 mm (fig. 13.28).

Parametrii electrici ai LED-urilor sînt identici cu cei ai diodelor, valorile lor fiind diferite de la un tip de dispozitiv la altul:

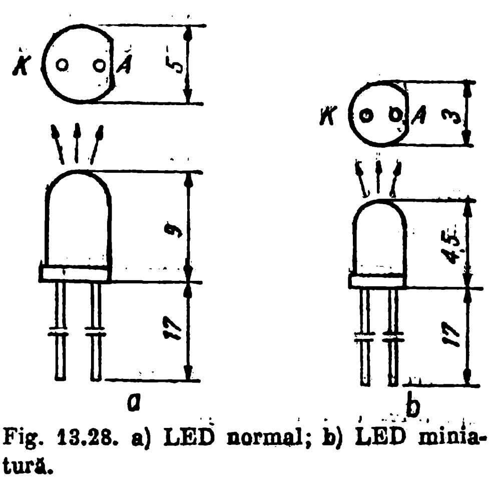


Fig. 13.28. a) LED normal; b) LED miniatură.

— curentul direct (I_F) nu trebuie să depășească 50 mA la LED-urile ce emit în vizibil, el putînd atinge 100 mA la diodele electroluminiscente cu emisie în infraroșu;

— tensiunea de „deschidere“ a joncțiunii (V_F) reprezintă diferența de potențial ce trebuie aplicată la bornele diodei electroluminiscente pentru ca aceasta să emită. Valoarea lui V_F variază între 1,6 și 2,3 V, în funcție de culoarea luminii emise;

— tensiunea inversă (V_R) este cuprinsă între 3—5 V, depășirea acestor valori putînd duce la distrugerea dispozitivului.

Parametrul ce definește calitatea unui LED este intensitatea radiației electromagnetice emise. În acest sens, diodele electroluminiscente ce emit în domeniul vizibil sînt caracterizate de intensitatea luminoasă (I_V), măsurată în milicandele, iar cele cu emisie în infraroșu — de intensitatea radiantă (I_e), măsurată în mW/steradian. LED-urile cu emisie în vizibil din familia ROL au intensitatea luminoasă cuprinsă între 0,2 și 8 mcd, iar cele cu emisie în infraroșu au intensitatea radiantă de un microwatt pe steradian.

În orice circuit, LED-ul trebuie montat în serie cu un rezistor, calculul valorii acestuia (R) făcîndu-se în funcție de tipul diodei electroluminiscente și de curentul ce dorim să treacă prin dispozitiv. În cazul circuitului din figura 13.29, valoarea rezistenței electrice se calculează cu relația

$$R = \frac{V - V_F}{I_F},$$

V fiind tensiunea la bornele circuitului.

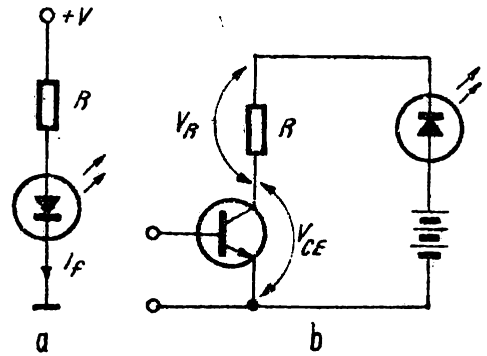


Fig. 13.29. a) Circuit simplu cu LED; b) LED montat în circuitul unui tranzistor.

De exemplu, dacă folosim un LED roşu ($V_F = 1{,}6$ V) prin care dorim să treacă 30 mA, iar sursa de tensiune furnizează 4,5 V, valoarea rezistorului va fi

$$R = \frac{4{,}5 - 1{,}6}{30 \cdot 10^{-3}} = 97\ \Omega.$$

În cazul în care utilizăm un LED verde ($V_F = 2{,}3$ V), celelalte condiţii rămînînd aceleaşi, valoarea lui R va fi

$$R = \frac{4{,}5 - 2{,}3}{30 \cdot 10^{-3}} = 73\ \Omega.$$

Dacă dioda electroluminiscentă este plasată în circuitul de colector al unui tranzistor *npn* (fig. 13.29, b), curentul direct prin LED este egal cu curentul de colector al tranzistorului ($I_F = I_C$), iar valoarea rezistorului de sarcină va fi dată de relaţia

$$R = \frac{V - (V_F + V_{CE})}{I_F}.$$

unde V este tensiunea de la bornele sursei, iar V_{CE} — tensiunea dintre colectorul şi emitorul tranzistorului.

Timpii mici de răspuns ai LED-urilor permit obţinerea unor semnale luminoase de frecvenţe mari (zeci de MHz) atunci cînd li se aplică tensiuni alternative corespunzătoare.

Diodele electroluminiscente sînt utilizate pe scară largă în instalaţiile şi aparatele electronice, profesionale sau de larg consum, ca indicator luminos cu două stări: stins sau aprins.

Faţă de becul cu incandescenţă, LED-ul prezintă avantajele unei fiabilităţi mult sporite (rezistenţă la şocuri şi timp de viaţă mare), ale timpului de răspuns incomparabil mai mic şi dimensiunilor reduse. În plus, LED-ul nu solicită circuitele de comandă în momentul aprinderii prin absorbirea unui supracurent important aşa cum se întîmplă cu filamentul rece al unui bec. Singurul dezavantaj major este vizibilitatea redusă în condiţii de iluminare ambiantă puternică.

Vom întîlni LED-uri pe panoul celor mai diverse aparate, indicînd prezenţa tensiunii în diferite circuite, funcţiile executate la un moment dat, poziţia unor obiecte pe panouri sinoptice ş.a.m.d. Grupări de diode electroluminiscente (6—10 LED-uri) sînt folosite pentru a indica nivelul unei mărimi electrice: cu cît aceasta este mai mare cu atît se aprind mai multe diode. Este înlocuit astfel instrumentul de măsură electromagnetic (indicator de nivel sau de acord) cu un dispozitiv mult mai fiabil şi vizibil.

O utilizare interesantă o constituie LED-ul ca element indicator pentru echilibrul unei punţi. În locul clasicului instrument de zero, sensibil la şocuri şi cu gabarit important, în aparatura portabilă se foloseşte uneori un montaj electronic care indică zero-ul prin aprinderea sau stingerea unei diode electroluminiscente.

Grupate sub forma elementelor de afişare numerică (digiţi), LED-urile servesc ca afişoare în aparatura digitală. Le întîlnim la calculatoare, ceasuri electronice, AVO-metre numerice, frecvenţmetre de precizie, case de marcaj sau balanţe numerice etc. Timpul de răspuns mic face ca să fie aplicabilă multiplexarea în timp, adică comanda succesivă, cu un singur circuit decodor şi un singur amplificator de curent, a tuturor cifrelor unui afişaj. Aceasta se face prin adresarea succesivă a diferiţilor digiţi, cu o frecvenţă suficient de mare încît ochiul să nu distingă pîlpîirea.

Datorită consumului relativ important, utilizarea în aparatura portabilă este limitată şi aprinderea afişajului se face doar pentru scurt timp atunci cînd este nevoie.

Indicator de tensiune pentru autoturism

Tensiunea la bornele acumulatorului autoturismului are, în timpul funcţionării, variaţii destul de mari, a căror cunoaştere este utilă pentru aprecierea stării instalaţiei electrice şi uzurii bateriei Întrucît urmărirea atentă a unui instrument de măsură este dificilă pentru şofer în timpul mersului, se poate construi un indicator în trepte a tensiunii, care prin aprinderea unor LED-uri de diferite culori dă informaţiile necesare.

Astfel, schema din figura 13.30 indică prin trei LED-uri intervalele de tensiune arătate în tabelul 13.I. Ea este utilizabilă pentru orice autoturism cu acumulator de 12 V.

Tabelul 13.I

Tensiunea	*LED-uri aprinse*
<10 V	roşu
10 ... 13 V	galben
13 ... 15 V	verde
>15 V	verde + roşu

Funcţionarea montajului este relativ simplă. Dacă tensiunea de alimentare este mai mică de 10 V, joncţiunea bază-emitor a lui T_1 este direct pola-

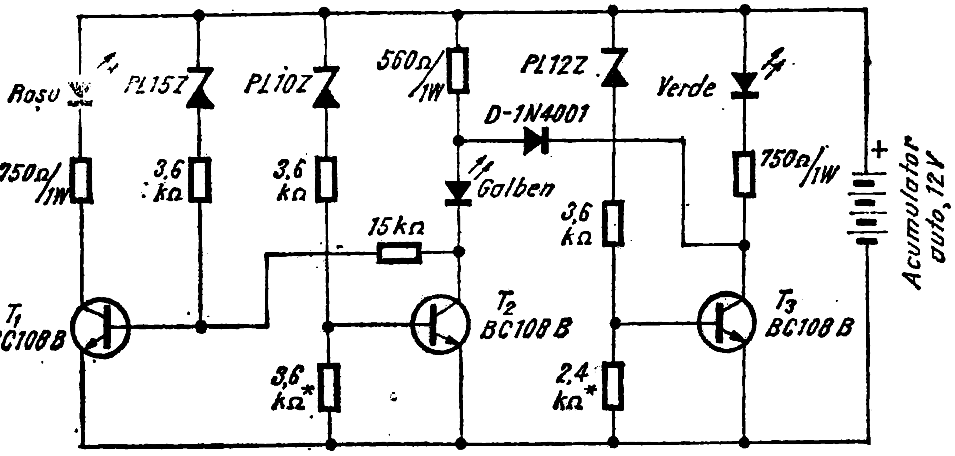


Fig. 13.30. Indicator de tensiune pentru acumulatorul autoturismului.

rizată prin LED-ul galben (care nu se aprinde totuși, din cauza curentului prea mic) și rezistorul înseriat cu acesta. Ca urmare, T_1 se deschide, iar LED-ul roșu se aprinde.

O creștere a tensiunii peste 10 V produce deschiderea lui T_2 prin Zener-ul de 0,1 V. Prin LED-ul galben trece acum un curent important și el luminează. Simultan cu intrarea în conducție a lui T_2 se blochează T_1 și deci se stinge LED-ul roșu.

Cînd tensiunea ajunge la circa 13 V, se străpunge Zener-ul de 12 V și T_3 intră în conducție, aprinzînd LED-ul verde. Prin dioda D, T_3 șuntează LED-ul galben care se stinge.

Dacă tensiunea depășește 15 V, baza lui T_1 primește curent prin Zener-ul de 15 V și LED-ul roșu se aprinde simultan cu cel verde.

Tabelul 13.II dă situațiile întîlnite în practică și LED-urile care se aprind în aceste cazuri. Cînd motorul este oprit se vor aprinde farurile (consumator important) pentru a testa dacă tensiunea bateriei scade sau nu îngrijorător. Cînd motorul este turat (în mers) se poate urmări dacă încărcarea acumulatorului este insuficientă, normală sau excesivă. O situație anormală poate apare datorită releului regulator, generatorului sau bateriei. În cazul încărcării excesive este recomandabilă deconectarea montajului pentru a preveni distrugerea LED-urilor și chiar deconectarea generatorului pentru a nu periclita instalația mașinii, urmînd a ne deplasa pe seama bateriei pînă la destinație.

Tabelul 13.II

Condiții de test	*LED-uri aprinse*			*Situația indicată*
	R	*G*	*V*	
Motor oprit și faruri aprinse	—	X	—	Acumulator bun
	X	—	—	Acumulator slab
Motor turat	—	X	—	Încărcare slabă
	—	—	X	Încărcare normală
	X	—	X	Încărcare excesivă

Înainte de montarea pe autovehicul se va face testarea montajului cu o sursă reglabilă în domeniul 9—16 V. Se va urmări dacă valorile tensiunii la care comută LED-urile sînt apropiate de cele indicate în tabel. În caz contrar se pot ajusta rezistoarele notate cu asterisc, în limita a ±25%, sau se vor selecta exemplare de diode Zener mai potrivite, avînd în vedere că fabricantul prevede o dispersie apreciabilă a tensiunii de străpungere pentru fiecare tip.

Dacă amatorul dispune de un circuit integrat βU 1010 poate realiza montajul din figura 13.31, care are funcții iden-

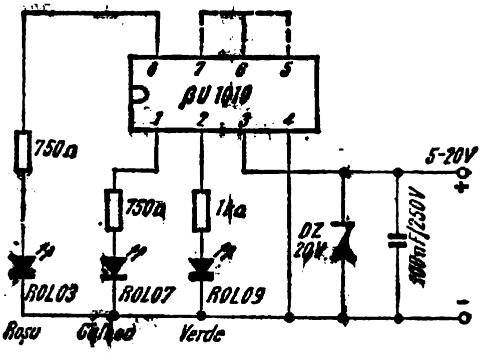


Fig. 13.31. Variantă cu circuit integrat a indicatorului de tensiune.

tice cu ale celui precedent. Circuitul este special proiectat pentru această aplicaţie şi oferă avantajele unei precizii ridicate a pragurilor de tensiune la care au loc comutările, o bună stabilitate termică şi gabarit mai redus.

Singurul reglaj necesar la punerea în funcţiune este eventuala scurtcircuitare a terminalului 7 cu unul din terminalele 5 sau 6 pentru obţinerea între bornele 4—7 a unei tensiuni de 3,25 V sau cît mai apropiată de această valoare. Este reglajul sursei de referinţă interne, întrucît circuitul funcţionează pe principiul comparării acestei tensiuni foarte bine stabilizate cu fracţiuni din tensiunea de alimentare.

Grupul diodă Zener-capacitor protejează circuitul integrat contra vîrfurilor de tensiune ce pot apare în instalaţia maşinii, de la generator sau aprindere.

CUPLORUL OPTIC

Cuplorul optic este un dispozitiv format dintr-un emiţător (LED) şi un receptor de lumină (fotodiodă, fototranzistor etc.) aşezate faţă în faţă la o distanţă foarte mică, în aceeaşi capsulă opacă (fig. 13.32). Cuploarele din familia ROL 6X (X = 1, 2, 3, 4) au ca emiţător de lumină un LED cu emisie în infraroşu iar ca receptor un fototranzistor (ROL 61), un fotodarlington (ROL 62), o fotodiodă cuplată cu un tranzistor (ROL 63) sau o fotodiodă cuplată cu două tranzistoare în montaj darlington (ROL 64).

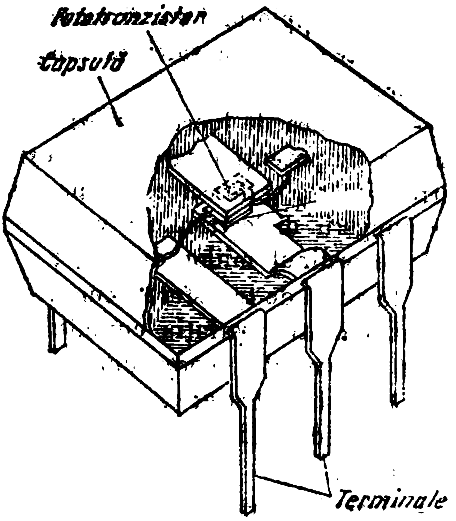


Fig. 13.32. Structura cuplorului optic ROL 61.

Atunci cînd la intrarea cuplorului, adică la terminalele corespunzătoare LED-ului, se aplică un semnal electric, la bornele receptorului (ieşirea cuplorului) se obţine un semnal electric. Prin urmare cuplorul optic transmite o comandă electrică prin intermediul luminii, asigurîndu-se o izolare foarte bună din punct de vedere electric între circuitul de intrare şi cel de ieşire.

Caracteristic cuplorului optic este faptul că prin el informaţiile se transmit strict într-un singur sens, de la circuitul de intrare la cel de ieşire, fără reacţie în sens invers.

Parametrii ce caracterizează un cuplor optic sînt de două feluri — cei ce se referă separat la emiţător şi receptor şi cei referitori la ansamblul lor. Din prima categorie fac parte parametrii discutaţi anterior la LED-uri, fotodiode şi fototranzistoare.

Specifici cuplorului vor fi parametrii ce caracterizează ansamblul LED-receptor:

— tensiunea de lucru reprezintă diferența de potențial care poate exista între emițător și detector fără pericolul străpungerii dielectricului; valorile ei sînt de ordinul miilor de volți;

— factorul de transfer în curent este raportul dintre variația curentului la ieșire și variația corespunzătoare a curentului la intrare; el este mai mic decît unu doar dacă la ieșire este o fotodiodă;

— timpul de răspuns, definit ca în cazul oricărui dispozitiv optoelectronic fotosensibil.

Realizarea unui compromis între valoarea factorului de transfer în curent și valoarea timpului de răspuns nu satisface aplicațiile speciale și din acest motiv se preferă fabricarea de cuploare optice la care unul din cei doi parametri să aibă o valoare cît mai bună. Acesta este și cazul cuploarelor din familia ROL: cuplorul ROL 62 are un factor de transfer foarte ridicat (1 000%), iar cuplorul ROL 64 are un timp de răspuns mai mic de 2,5/µs.

Orice amator poate realiza un cuplor optic folosind un LED cu emisie în roșu (sau în infraroșu) și o fotodiodă (sau un fototranzistor) asamblate ca în figura 13.33. În cazul utilizării unor LED-uri verzi sau galbene „eficacitatea" cuplorului obținut va fi mai mică deoarece maximul sensibilității oricărui fotodetector cu siliciu se află în domeniul infraroșu.

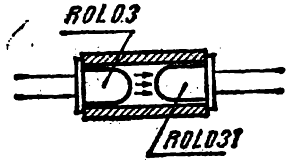


Fig. 13.33. Structura unui cuplor optic simplu.

O variantă de cuplor optic este reprezentată de comutatorul optoelectronic. El este alcătuit dintr-un LED miniatură cu emisie în infraroșu și un receptor miniatură montate într-o carcasă cu fante circulare interioare, spațiul liber dintre ele fiind de 2,5 mm (fig. 13.34).

Comutatoarele optoelectronice ROL 66 au ca receptor un fototranzistor, iar comutatoarele ROL 67 — un fotodarlington.

Funcționarea comutatoarelor optoelectronice se bazează pe întreruperea fluxului radiant emis de LED de un obiect opac ce pătrunde în spațiul dintre emițător și receptor. Această întrerupere este sesizată de circuitul de ieșire care dă o comandă prestabilită.

Optocuploarele își găsesc largi aplicații în montaje unde este necesară

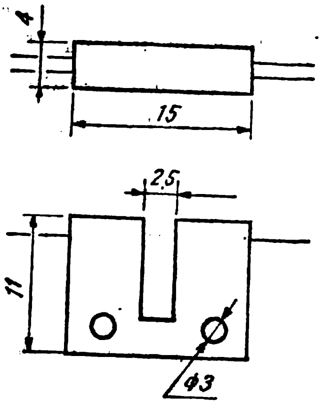


Fig. 13.34. Aspectul comutatorului optoelectronic ROL 66, ROL 67.

izolarea galvanică între circuite care lucrează la tensiuni sau curenţi diferiţi. De pildă, un întreruptor cu senzor care cuplează un circuit de forţă la simpla atingere cu degetul a două piese metalice pune problema izolării circuitului comandat (în legătură cu reţeaua) de circuitul de comandă care trebuie să poată fi atins cu degetul fără pericol.

În alte aplicaţii se foloseşte proprietatea optocuploarelor de a nu avea nici un fel de reacţie între circuitul comandat şi circuitul de comandă (sursa de semnal). Să exemplificăm prin cazul cînd o sursă trebuie să comande mai multe circuite între care nu este permisă nici o interacţiune. Problema se poate rezolva cu mai multe optocuploare: LED-urile lor sînt comandate simultan de sursă, iar fototranzistorul fiecărui cuplor furnizează semnal cîte unui circuit comandat.

Comutatoarele optoelectronice permit realizarea unor traductoare de poziţie fără contact mecanic, deosebit de utile în multe domenii. Aplicaţia cea mai obişnuită este constatarea prezenţei unui obiect în spaţiul dintre elementul fotoemisiv şi cel fotosensibil. Se poate urmări astfel continuitatea firului la o maşină automată de bobinat ori la un război de ţesut, sau se poate opri automat magnetofonul la terminarea ori ruperea benzii magnetice.

Dacă pe axul unui motor pas cu pas se montează un disc cu fante sau zone transparente ce se rotesc în spaţiul dintre elementele unui comutator optoelectronic, atunci devine posibilă cunoaşterea în orice moment a poziţiei rotorului, prin numărarea fantelor ce s-au perindat prin faţa fotodetectorului. Un numărător electronic reversibil şi o memorie îndeplinesc această funcţie. Dispozitive de acest tip se întîlnesc la maşini unelte cu comandă numerică, la imprimante de mare viteză care tipăresc pe hîrtie datele de calculator, la deplasarea capului de înregistrare/redare a datelor pe discurile magnetice care constituie memoria unor maşini de calcul ş.a.

Semnalizator optoelectronic pentru aparate de măsură

Descriem un montaj cu comutatoare optoelectronice care se poate adapta la orice aparat de măsură (electric sau nu) ce posedă un ac indicator. El acţionează un releu atunci cînd acul atinge o poziţie prestabilită (numită „limita inferioară“) şi îl decuplează la o altă poziţie „limită superioară“.

Schema din figura 13.35 poate fi folosită pentru diverse automatizări, menţinînd un parametru între două limite prestabilite (temperatură, presiune, curent electric etc.) dacă traductoarele optoelectronice se ataşează aparatului care măsoară parametrul respectiv, iar releul comandă un element de reglare adecvat.

Citirea fotoelectrică a poziţiei acului indicator este avantajoasă pentru că nu exercită nici o influenţă asupra mecanismului instrumentului, care în general este foarte sensibil. Două comutatoare optoelectronice trebuie plasate pe scala instrumentului, la valorile

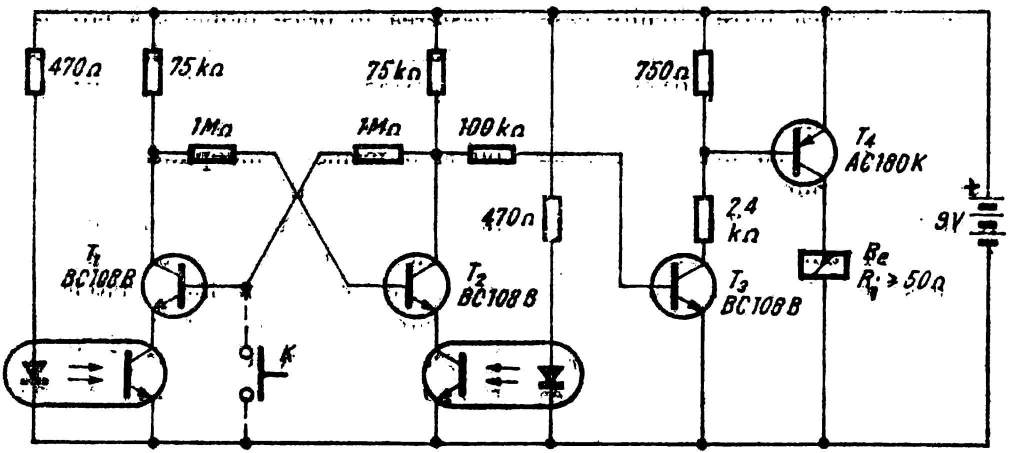


Fig. 13.35. Semnalizator optoelectronic pentru aparatele de măsură.

dorite, ca în figura 13.36. Acul trebuie să treacă printre elementul emisiv și cel fotosensibil și să provoace întreruperea netă a fasciculului. Este necesară o lățime de circa 2 mm a acului pentru o comutare eficientă. Dacă acul este prea subțire, se poate încerca lipirea pe vîrful său a unei foițe subțiri de staniol. Vom avea grijă să reechilibrăm sistemul mecanic dacă acesta este foarte sensibil.

Pentru a urmări modul de funcționare, să presupunem că bistabilul realizat cu T_1 și T_2 este în starea cînd T_1 este blocat, iar T_2 conduce. Ca urmare T_3 și T_4 sînt blocate, iar releul nu este alimentat. Dacă acul instrumentului umbrește pentru o fracțiune de secundă fototranzistorul optocuplorului din emitorul lui T_2 (montat în dreptul limitei inferioare), atunci T_2 se blochează și bistabilul își schimbă starea. T_3 și T_4 conduc, iar releul anclanșează, acționînd elementul de reglaj al parametrului supravegheat. Cînd acul ajunge la limita superioară, el blochează cuplorul din emitorul lui T_1 și releul declanșează.

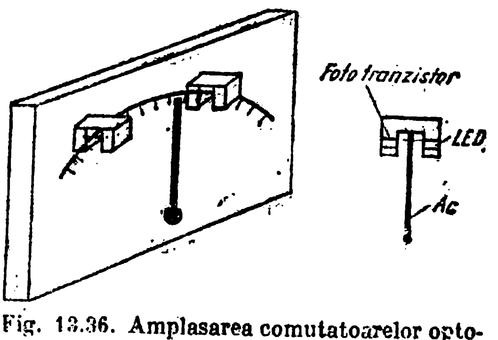


Fig. 13.36. Amplasarea comutatoarelor optoelectronice pe scala instrumentului.

Și acum iată o altă variantă de semnalizator. Montînd un singur comutator optoelectronic, montajul va sesiza atingerea unei singure valori pe scala instrumentului, și va anclanșa releul. Acesta poate da o alarmă optică sau acustică, ori poate întrerupe circuitul pentru protecție. Revenirea montajului la starea inițială trebuie comandată manual, prin acționarea pentru scurt timp a unui buton tip sonerie. În figura 13.35 modificarea descrisă mai sus înseamnă: lipsa optocuplorului din emitorul lui T_1 (emitorul se leagă direct la „minus“), iar întrerupătorul K se montează așa cum indică liniile punctate.

Capitolul 14

TIRISTOARE

ing. ADRIAN BIŢOIU

GENERALITĂŢI

În perioada 1957—1958, prin combinarea joncţiunilor cu proprietăţi diferite iau naştere diverse familii de dispozitive semiconductoare: tiristoare, triace, diace, fototiristoare etc.

Termenul „tiristor“ desemnează o familie de dispozitive semiconductoare ale căror caracteristici, la origine, sînt apropiate de cele ale tuburilor tiratron. De altfel, numele TIRISTOR provine din contracţia numelor TIRatron şi tranzISTOR. El mai este cunoscut sub denumirea de S.C.R. (silicon controlled rectifier=diodă redresoare comandată).

Tiristorul este un dispozitiv semiconductor format din patru straturi dopate *p* şi *n*, dispuse alternativ, alcătuind trei joncţiuni, ca în figura 14.1. El prezintă trei electrozi: anod, catod şi poartă. Simbolul său este prezentat în figura 14.1.

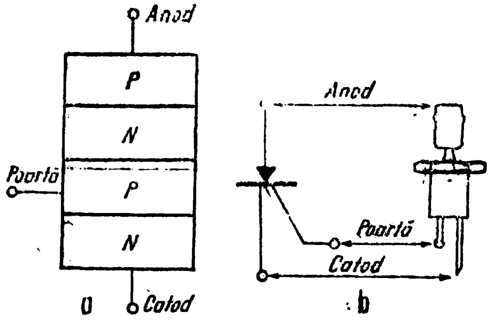


Fig. 14.1. Structura internă a tiristorului (a); simbolul şi aspectul exterior (b).

Modul de funcţionare al tiristorului este ilustrat de caracteristica tensiune anodică-curent anodic (fig. 14.2). Dacă se aplică o tensiune continuă între anod şi catod, tiristorul rămîne blocat, indiferent de sensul acesteia. Mărind tensiunea aplicată, atît în polarizare directă (anodul pozitiv), cît şi în polarizare inversă (catodul pozitiv), tiristorul rămîne blocat pînă la o anumită valoare la care se străpunge, curentul prin el crescînd foarte mult. Valoarea tensiunii anodice la care tiristorul se străpunge atunci cînd este polarizat invers se numeşte *tensiune inversă continuă*.

Valoarea tensiunii anodice la care tiristorul se străpunge în polarizare directă (cu + pe anod şi — pe catod) se numeşte *tensiune de străpungere în direct* sau *tensiune de întoarcere*.

Aplicînd un impuls pe poartă atunci cînd tiristorul este polarizat direct, deschiderea acestuia are loc la o valoare mai mică a tensiunii anodice. Acest fenomen este reprezentat printr-o deplasare a caracteristicii *I*—*U* spre stînga (fig. 14.3).

Din punct de vedere al funcţionării, tiristorul poate fi echivalat cu două tranzistoare, *pnp* şi *npn*, dispuse ca în figura 14.4. Aplicînd un impuls

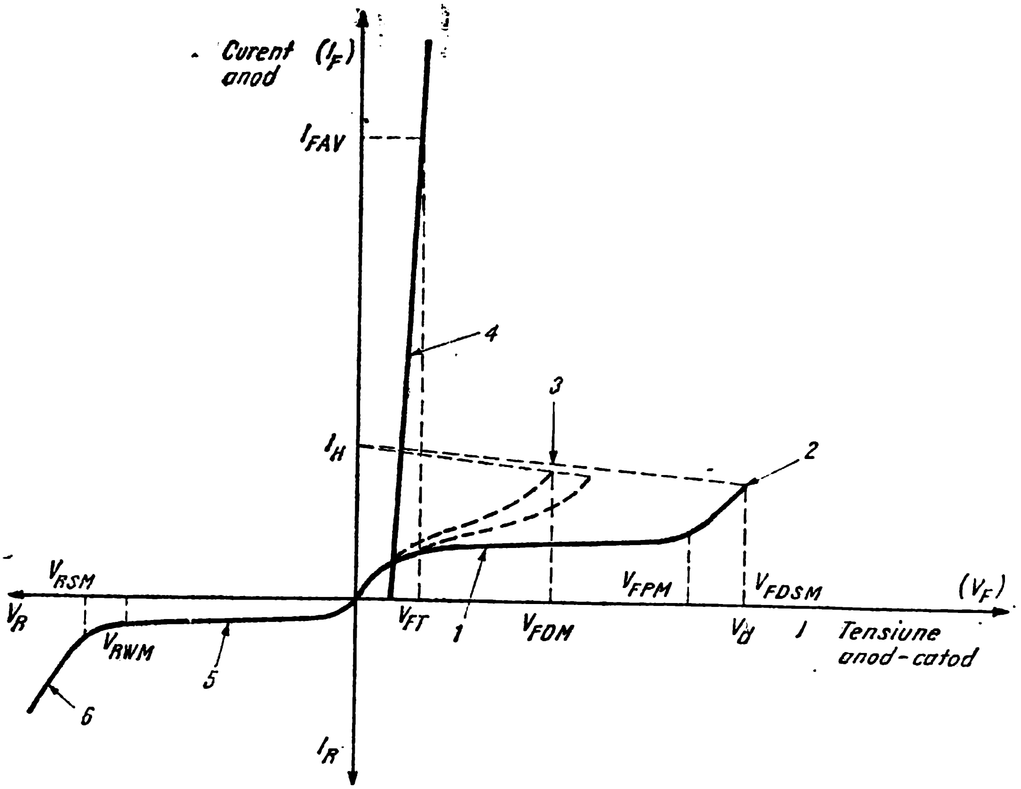


Fig. 14.2. Curba de funcționare a tiristorului.

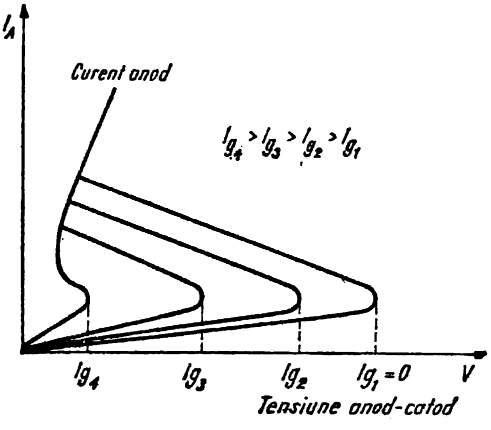


Fig. 14.3. Curbe de funcționare pentru diferite valori ale curentului de poartă.

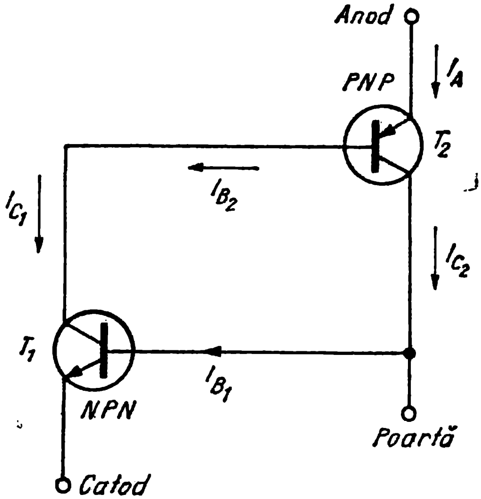

Anod
PNP
I_A
T2
I_B2
I_C1
I_C2
T1
I_B1
NPN
Poartă
Catod

Fig. 14.4. Schemă echivalentă cu tranzistoare.

pozitiv pe baza tranzistorului *npn* (T_1), acesta se deschide, de asemenea se deschide şi T_2 a cărui bază e conectată la colectorul lui T_1. Ca urmare, colectorul lui T_2, legat la baza lui T_1, va furniza un curent care îl menţine deschis pe T_1 chiar în absenţa semnalului iniţial.

Deschiderea tiristorului se numeşte *amorsare*.

PARAMETRII ELECTRICI AI TIRISTORULUI

Principalii parametri electrici ai tiristorului sînt:

— tensiunea de străpungere în direct, V_{BR}[V]

— tensiunea de poartă, de amorsare, V_{GT}[V]

— tensiunea inversă continuă, V_R[V]

— curentul continuu direct de poartă, de amorsare, I_{GT}[A]

— curentul anodic direct mediu, I_{FAV}

Pentru aplicaţii sînt importanţi şi următorii parametri:

— curentul continuu direct de menţinere, I_H (I_{HOLD}) [A]

— curentul de acroşaj, I_L (I_{LATCH}) [A]

— viteza critică de creştere a curentului anodic, dI/dt [A/µs]

— viteza de creştere a tensiunii anodice, dV/dt [V/µs]

— timp de dezamorsare prin comutarea circuitului, t_q [s]

Parametrul I_H caracterizează trecerea tiristorului din starea de conducţie în starea de blocare. Dacă se micşorează curentul anodic printr-un tiristor amorsat, există o valoare critică a acestuia pentru care tiristorul iese din conducţie şi se blochează. Valoarea critică a curentului anodic pentru care tiristorul dezamorsează se numeşte *curent de menţinere*.

Dacă tensiunea aplicată între anod şi catod este alternativă, iar poarta este atacată în impulsuri sincrone cu frecvenţa tensiunii anodice, atunci tiristorul amorsează pentru fiecare semialternanţă pozitivă a tensiunii anod-catod şi dezamorsează pentru semialternanţele negative. Cunoscînd I_H se poate determina momentul de timp din semialternanţa pozitivă în care tiristorul dezamorsează.

Parametrul I_L caracterizează trecerea tiristorului din starea de blocare în starea de conducţie. La aplicarea unui impuls pozitiv pe poartă, curentul anodic începe să crească de la 0 la valoarea maximă pe care i-o îngăduie rezistenţa circuitului exterior.

Dacă impulsul pe poartă se întrerupe înainte de a ajunge curentul anodic la o valoare critică, atunci tiristorul nu amorsează.

Valoarea critică a curentului anodic pentru care tiristorul amorsează chiar dacă se întrerupe semnalul pe poartă se numeşte *curent de acroşaj*.

Observaţie. Cunoaşterea lui I_L este necesară pentru determinarea duratei minime a impulsului pe poartă.

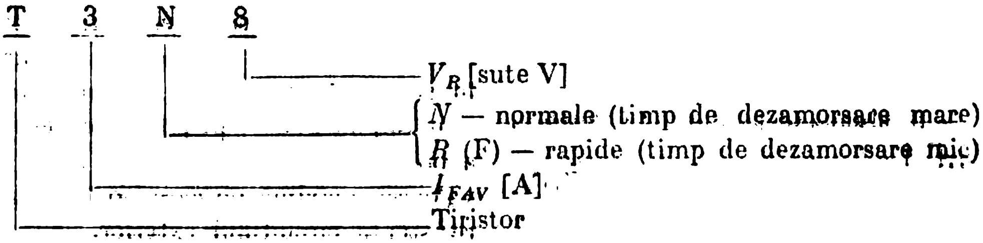
Viteza critică de creştere a curentului anodic (dI/dt). La amorsarea unui tiristor, tensiunea la bornele sale nu cade instantaneu la zero şi curentul creşte după o lege care depinde de impedanţa circuitului exterior. Puterea disipată de tiristor este cu atît mai mare cu cît curentul anodic creşte mai repede. În momentul amorsării, conducţia se face într-o zonă mică în jurul porţii.

Ca urmare, densitatea de curent e mare. Dacă puterea necesară a fi disipată depăşeşte puterea disipată maximă a dispozitivului, acesta se distruge.

Viteza de creştere a tensiunii **(dV/dt). O viteză excesivă de creştere a tensiunii anodice poate duce la deschiderea tiristorului în absenţa semnalului de poartă la o valoare mai mică decît V_{BO}. Acest fenomen se datorează capacităţii interne a tiristorului, care se încarcă la un curent $i = c\,dV/dt$. Acest curent poate fi suficient, dacă dV/dt e mare, pentru a declanşa amorsarea.**

- Dacă viteza de variaţie a tensiunii anodice este mare (de exemplu cea dată de bobina de inducţie de la automobile pentru un circuit de aprindere electronică cu tiristor), atunci tiristorul se deschide prin efect dV/dt şi se poate distruge prin efect dI/dt.
- Valoarea curentului de acroşaj, I_L, este mai mare decît valoarea curentului de menţinere, I_H, pentru un tiristor dat.

Tiristoarele produse în ţară, la I.P.R.S.-Băneasa prezintă următoarea codificare:


T 3 N 8
V_R [sute V]
N — normale (timp de dezamorsare mare)
R (F) — rapide (timp de dezamorsare mic)
I_{FAV} [A]
Tiristor

În tabelul 14.I sînt prezentate cîteva tipuri de tiristoare produse de I.P.R.S.-Băneasa.

Tabelul 14.I

Cod	V_R [V]	I_{FAV} [A]	P [W]	V_{GT} [V]	I_{GT} [mA]	t_q [μs]	$\frac{dV}{dt}$ [V/μs]	$\frac{dI}{dt}$ [A/μs]
T1N-05 ... 8	50; 100; 200 300; 400; 500; 600; 700; 800	1	0,1	3	10	N = 50	50	10
T3N-05 ... 8	„	3	0,5	3	N = 40 R = 50	N = 50 R = 10	50	20
T6N-05P ... 6P	„	6	1	2	30	N = 50 F = 20	50	20
T10N-05 ... 8	„	10	1	3	N = 50 R = 100	N = 200 R = 20	50	20 20

APLICAŢII

Amorsare

Circuitul din figura 14.5 reprezintă un montaj clasic, elementar, pentru declanşarea tiristorului în curent continuu.

În figura 14.6 este prezentat un montaj pentru declanşarea tiristorului în curent alternativ. Dioda *D* are rolul de a limita excursia inversă a tensiunii de poartă sub valoarea maximă admisibilă pentru tiristor.

Tiristorul poate fi amorsat şi cu un semnal pe poartă de forma unor impulsuri, acest semnal prezentînd următoarele avantaje:

— permite o putere de vîrf superioară puterii medii admisibile pe poartă;

— reduce întîrzierea dintre semnalul pe poartă şi creşterea curentului anodic;

— disiparea datorată creşterii curentului rezidual este redusă.

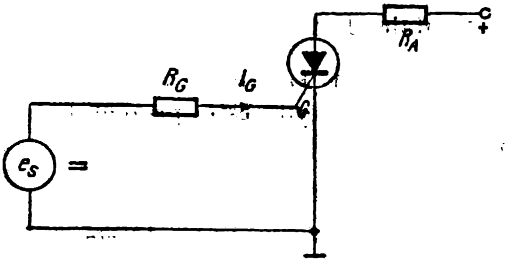


Fig. 14.5. Circuit de declanşare în curent continuu.

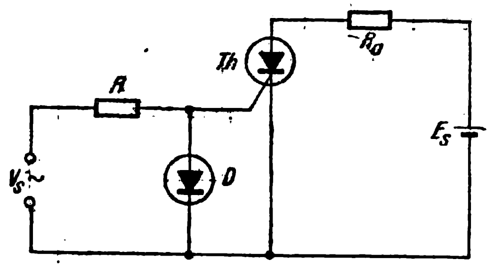


Fig. 14.6. Circuit de declanşare în curent alternativ.

Pentru a obţine rezultate bune în amorsarea unui tiristor este bine să se ţină seama de următoarele:

— poarta să fie atacată în curent cu ajutorul unui generator;

— curentul de comandă să fie de 3—5 ori valoarea I_{GT} specificat pentru acel tip de tiristor;

— durata impulsului trebuie astfel calculată încît curentul de comandă să rămînă mai mare decît I_{GT} pînă cînd curentul de anod depăşeşte I_L.

În figura 14.7 este prezentat un circuit de comandă cu întîrziere. Temporizarea este dată de:

— constanta *RC*;

— panta tensiunii anodice;

Dioda D_1 are rolul de a descărca capacitorul pe alternanţa negativă.

Unghiul de deschidere al tiristorului se poate regla din rezistenţa R_p ca în figura 14.8.

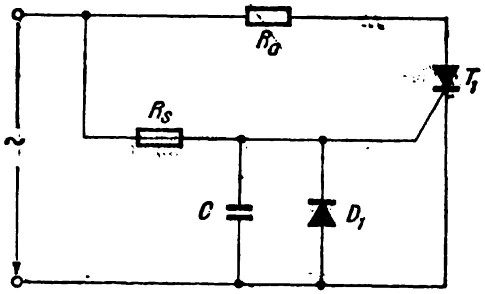


Fig. 14.7. Circuit de comandă cu temporizare.

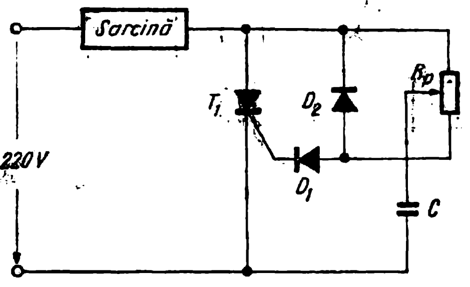


Fig. 14.8. Circuit de comandă cu reglarea unghiului de deschidere al tiristorului.

Dioda D_2 încarcă negativ armătura superioară a capacitorului pe timpul alternanței negative, ceea ce permite ciclului să se reia de la un nivel de tensiune constant.

Același principiu de declanșare poate fi aplicat și la circuitul din figura 14.9, în care sarcina este alimentată pe parcursul ambelor alternanțe.

Montajul din figura 14.10 prezintă o modalitate de protecție a tiristorului contra efectului dI/dt.

Dezamorsare

În figura 14.11 sînt prezentate 3 moduri simple de dezamorsare a unui tiristor.

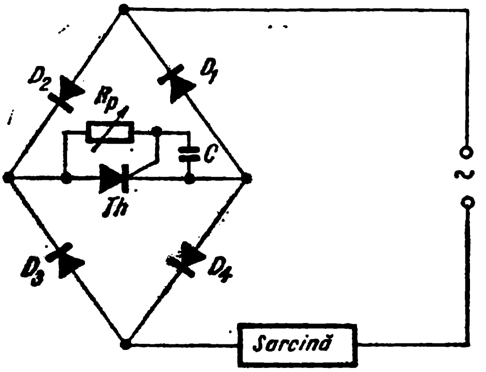

D2
D1
Rp1
C
Th
~
D3
D4
Sarcină

Fig. 14.9. Circuit de comandă în punte.

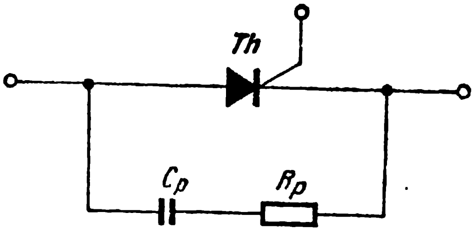


Fig. 14.10. Circuit de protecție contra efectului dI/dt.

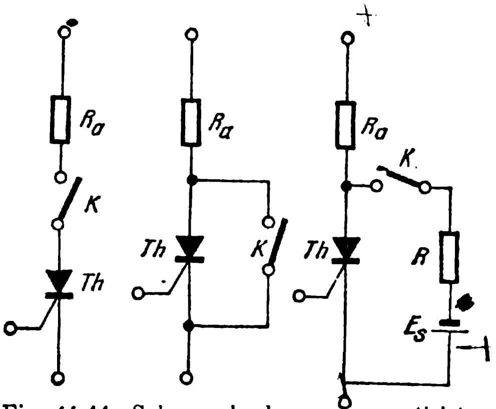

+
Ra
K
Th
Ra
Th
K
Ra
K
Th
R
Es

Fig. 14.11. Scheme de dezamorsarea tiristorului.

Montaje diverse

Un montaj simplu pentru încărcător de baterii este prezentat în figura 14.12.

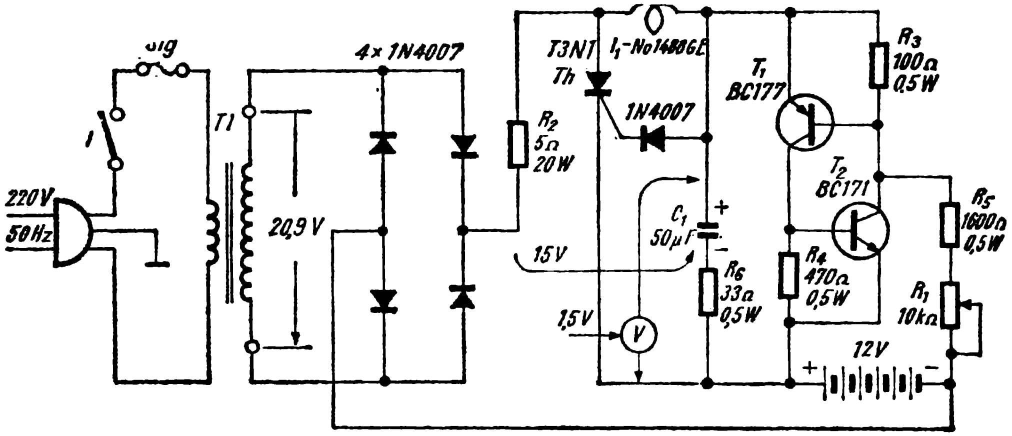

Sig
I
220V
50Hz
T1
20,9 V
4× 1N4007
R2
5Ω
20W
T3N1
Th
I1-No14806E
1N4007
15V
C1
50μF
+
1,5V
V
R6
33Ω
0,5W
T1
BC177
R3
100Ω
0,5W
T2
BC171
R4
470Ω
0,5W
R5
1600Ω
0,5W
R1
10kΩ
12V
+
−

Fig. 14.12. Circuit de încărcare a unei baterii de 12 V.

Încărcarea bateriei se face prin deschiderea tiristorului cu temporizare dată de C_1 și R_6.

Cînd bateria s-a încărcat, tensiunea furnizată de ea deschide tranzistorii T_1 și T_2, aducîndu-i la saturație. Ei scurtcircuitează C_1, ceea ce are ca urmare blocarea tiristorului. În același timp se aprinde și becul de neon, semnalizînd că încărcarea bateriei a luat sfîrșit.

Montajul din figura 14.13 prezintă un circuit simplu de reglare a turației unui motor.

Observație. Curentul de pornire al motorului nu trebuie să fie mai mare decît 3 A, în montajul prezentat.

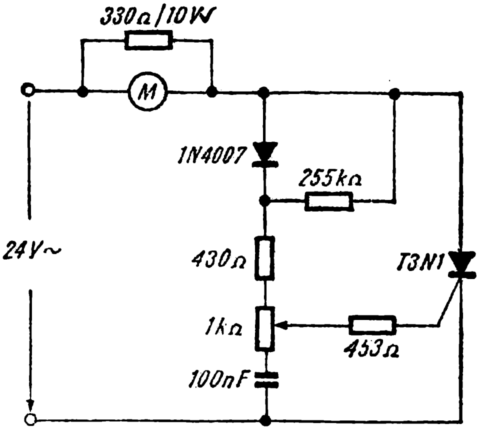

330Ω/10W
M
1N4007
255kΩ
24V~
430Ω
T3N1
1kΩ
453Ω
100nF

Fig. 14.13. Variator de turație pentru motoare de curent alternativ.

În figura 14.14 este prezentat un circuit de alarmă pentru autoturisme. Setarea alarmei se face prin închiderea comutatorului K_1. Inițial C_1 este încărcat, deci baza lui T_2 este la un potențial pozitiv față de emitor, suficient de mare pentru a deschide tranzistorul T_2. Ca urmare, potențialul în baza lui T_3 cade la 0, T_3 se blochează, T_4 se blochează și tiristorul Th_1 nu are semnal pe poartă.

Dacă se deschide o ușă, comutatoarele de la uși (1) închid circuitul și tranzistorul T_1 se deschide. C_1 se descarcă prin T_2, deci T_2 se blochează. Ca urmare, potențialul în baza lui T_3 crește astfel încît acesta se deschide,

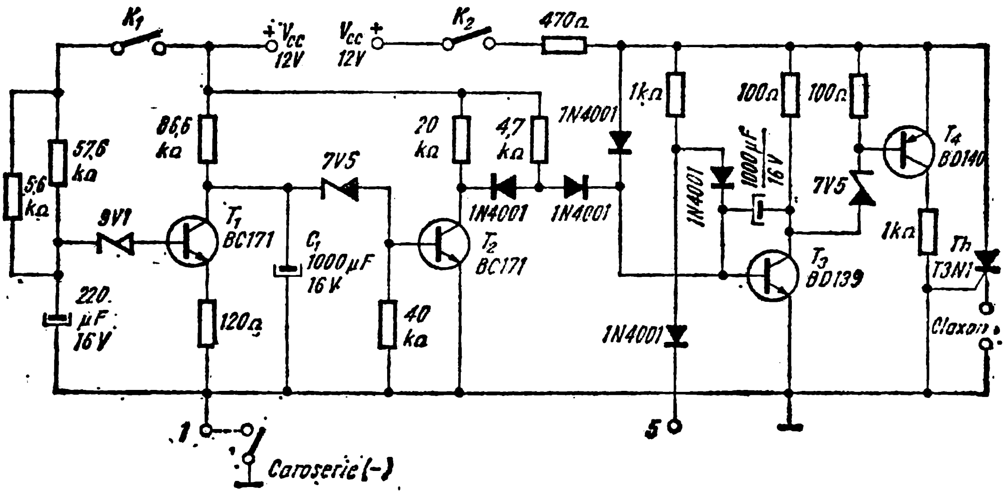

K1
+Vcc 12V
Vcc + 12V
K2
470Ω
57,6 kΩ
5,6 kΩ
86,6 kΩ
9V1
T1 BC171
220 µF 16V
120Ω
7V5
C1 1000µF 16V
20 kΩ
4,7 kΩ
40 kΩ
T2 BC171
1N4001
1N4001
1N4001
1kΩ
1N4001
100Ω
1000µF 16V
100Ω
T4 BD140
7V5
T3 BD139
1kΩ
Th T3N1
1N4001
Claxon
1
5
Caroserie (-)

Fig. 14.14. Alarmă auto.

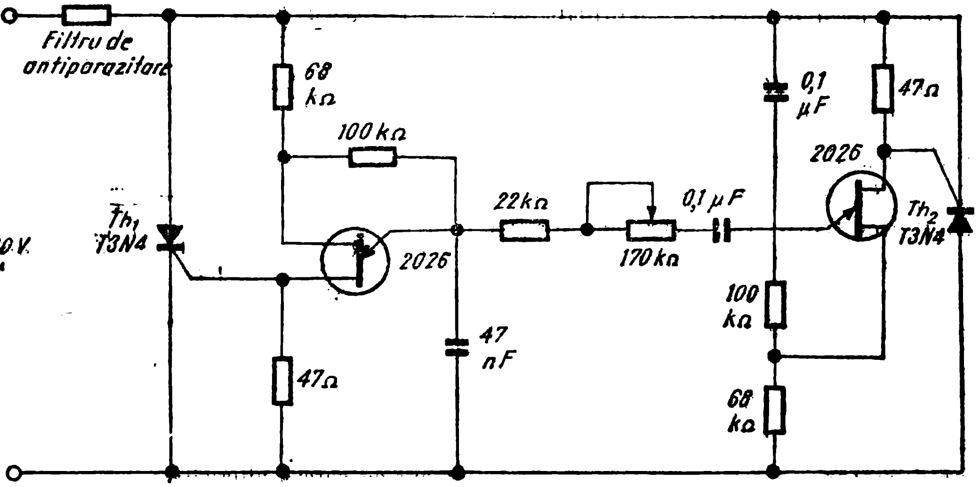

Filtru de antiparazitare
68 kΩ
100 kΩ
0,1 μF
47Ω
2026
220 V ~
Th₁ T3N4
2026
22kΩ
0,1 μF
170kΩ
Th₂ T3N4
100 kΩ
47 nF
47Ω
68 kΩ

Fig. 14.15. Variator de lumină.

T_4 se deschide şi tiristorul amorsează. Grupul C_1R_2 furnizează întîrzierea la oprirea alarmei după declanşare dacă se închide uşa. Grupul C_3R_4 asigură întîrzierea la declanşarea alarmei, astfel încît posesorul autoturismului să aibă timp să întrerupă contactul alarmei.

În figura 14.15 este prezentată o variantă cu tranzistoare unijoncţiune a unui variator de lumină.

În figura 14.16 este prezentat un circuit de comandă pentru motor de ceas. Circuitul asigură o frecvenţă fixă, mai stabilă decît frecvenţa reţelei.

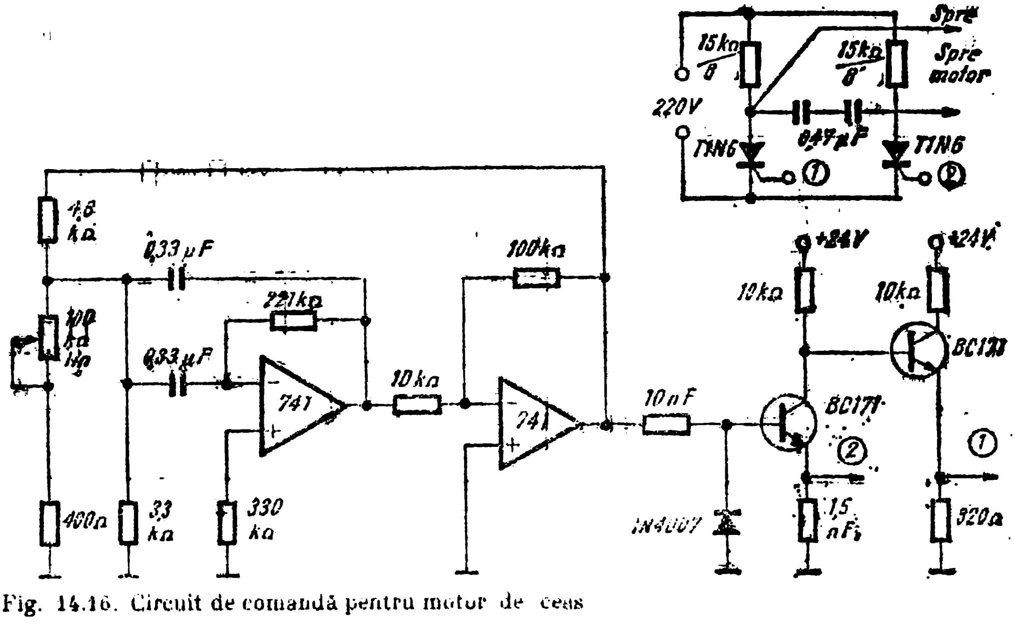

15kΩ/8
15kΩ/8'
Spre motor
220V
T1N6
0,47μF
T1N6
①
②
4,6 kΩ
0,33μF
100kΩ
221kΩ
100 kΩ lin
0,33μF
741
10kΩ
741
10nF
+24V
10kΩ
+24V
10kΩ
BC171
BC177
②
①
400Ω
33 kΩ
330 kΩ
1N4007
1,5 nF
320Ω

Fig. 14.16. Circuit de comandă pentru motor de ceas

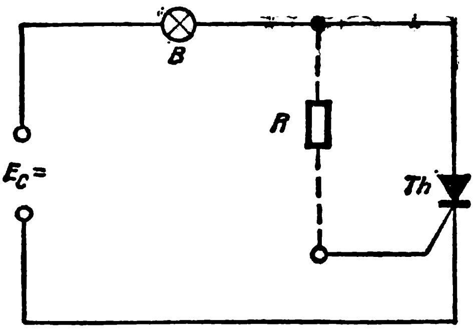


Fig. 14.17. Circuit pentru verificarea unui tiristor.

Atenţie! Rezistoarele din circuitele tiristoarelor sînt de 15 kΩ/8 W.

O modalitate simplă de încercare a unui tiristor, la îndemîna oricărui electronist amator este prezentată în figura 14.17. Materialele necesare sînt: un rezistor (*R*), un bec de lanternă (*B*) şi o sursă stabilizată reglabilă sau, în lipsa ei, cîteva baterii înseriate.

Se conectează becul în serie cu alimentarea şi cu circuitul anodic al tiristorului *Th*, ca în figură. Se ia din catalog valoarea I_{GT} pentru tipul de tiristor încercat. Pentru o alimentare comparabilă cu valoarea tensiunii becului (2—3 V pentru un bec de 3 V, 10—11 V pentru un bec de 10 V, 24 V pentru un bec de 26 V), se calculează o rezistenţă care să furnizeze un curent de poartă apropiat de valoarea din catalog (de exemplu, fie alimentarea 10 V şi $I_{GT} = 10$ mA; se alege un rezistor de 1 kΩ). Rezistorul se montează între anod şi poartă.

Dacă tiristorul este bun, se deschide şi becul se aprinde. Schimbînd diferite rezistenţe se poate afla şi valoarea minimă a curentului de poartă la care se deschide tiristorul (I_{GT}).

Capitolul 15

DIACUL ȘI TRIACUL

ing. CORNELIU IȚCOU

TRIACUL

Definiție și simbol grafic

Triacul este o componentă semiconductoare, care înlocuiește două tiristoare montate în antifază în aceeași pastilă semiconductoare și care este prevăzut cu o singură poartă și cu două borne pentru curentul principal.

Structura internă a unui triac este prezentată în figura 15.1, iar schema echivalentă a acestuia în figura 15.2.

Față de tiristoare, triacul prezintă avantajul că poate fi trecut în starea de conducție atît în semiperioada pozitivă, cît și negativă a curentului alternativ.

Modul de reprezentare în scheme a triacului, conform STAS 11381/13-81 — Dispozitive semiconductoare —, este prezentat în figura 15.3.

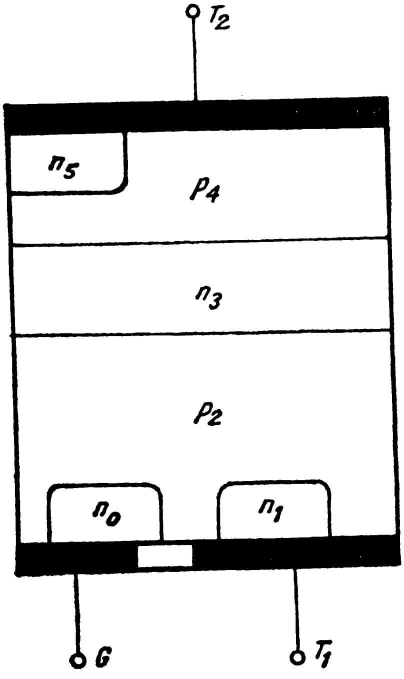


Fig. 15.1. Structura internă a unui triac.

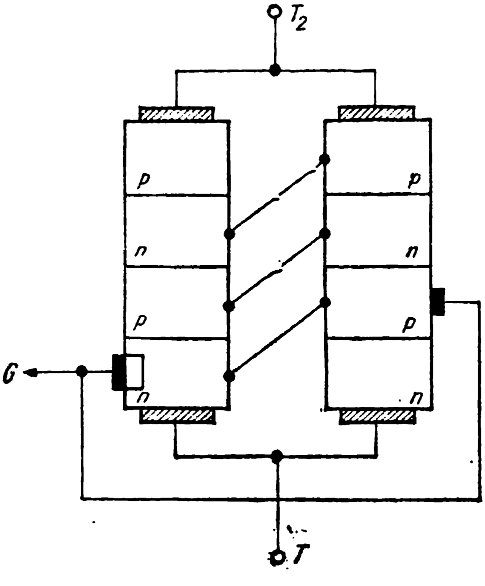


Fig. 15.2. Schema echivalentă a triacului.

Caracteristica curent-tensiune a triacului

Pentru definirea caracteristicii curent-tensiune a triacului se consideră ca referință borna T_1 (fig. 15.1).

Cînd terminalul T_2 este pozitiv în raport cu T_1, amorsează tiristorul format din structurile p_4, n_3, p_2, n_1 (dacă și potențialul porții G este pozitiv în raport cu cel al terminalului T_1); cînd terminalul T_2 devine negativ și terminalul T_1 joacă rol de anod, intră în conducție tiristorul p_2, n_3, p_4, n_5, care amorsează atunci cînd poarta este negativă în raport cu T_1. Caracteristica curent-tensiune a triacului are forma din figura 15.4 (pentru $I_{G2} > I_{G1} > 0$).

Ca și în cazul tiristoarelor, comanda pe poarta triacului se efectuează prin tensiune continuă, alternativă sau în impulsuri.

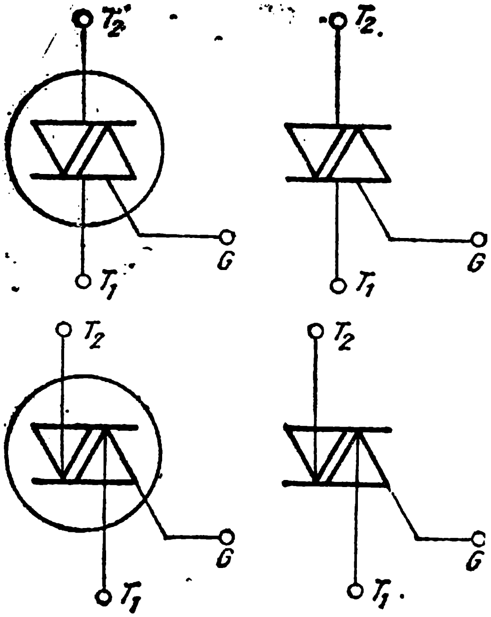


Fig. 15.3. Modul de reprezentare a triacului.

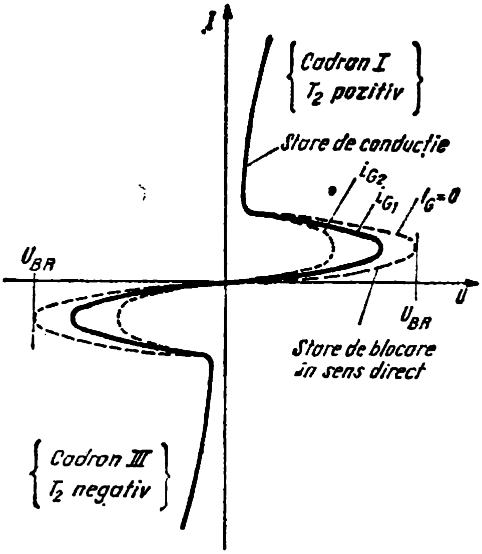


Fig. 15.4. Caracteristica curent-tensiune a triacului.

În absența semnalului de poartă, $I_G = 0$, se definește o tensiune de blocare, U_{BR}; această tensiune trebuie să fie mai mare decît amplitudinea tensiunii alternative aplicate între cei doi anozi T_1 și T_2 ai triacului, pentru a putea exista un control prin poartă asupra triacului.

Din caracteristica curent-tensiune a triacului rezultă că, pe măsură ce crește curentul de comandă aplicat pe poartă, triacul poate bascula la tensiuni din ce în ce mai mici. Triacul este blocat în ambele sensuri atît timp cît $I_G = 0$ și tensiunea aplicată între T_1 și T_2 nu depășește U_{BR}.

Datorită structurii mai complexe a triacului, funcția de comandă a porții se exercită în patru moduri distincte, prezentate în figura 15.5, moduri cunoscute și consacrate în limbajul tehnic de specialitate ca „funcționare în patru

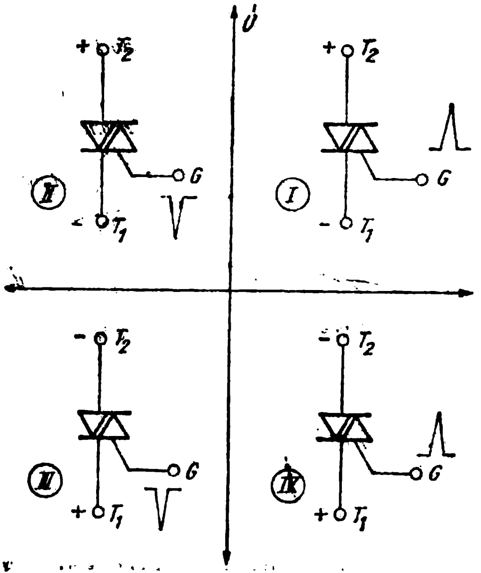


Fig. 15.5. Moduri posibile de funcţionare a triacului.

cadrane". Sensibilitatea la comandă a triacului este maximă în cadranul I, medie în cadranul III şi minimă în cadranul IV.

Altfel exprimat, sensibilitatea comenzii este maximă cînd ambele tensiuni aferente terminalelor T_1 şi T_2 sînt pozitive, ceva mai mică este atunci cînd ambele sînt negative, iar sensibilitatea este cea mai mică atunci cînd tensiunea de poartă este pozitivă, iar tensiunea anodică este negativă (T_2 negativ faţă de T_1).

Ca şi tiristoarele, triacul amorsează la depăşirea unei anumite tensiuni anodice, dar pentru ambele polarităţi ale acestuia. Această proprietate îi asigură o autoprotecţie inerentă faţă de tensiunile tranzitorii care pot apărea în circuitul în care se găseşte: la apariţia supratensiunilor, triacul amorsează de la sine în loc să se străpungă.

Dacă această amorsare este necontrolată, atunci ea poate fi nedorită pentru sarcină şi trebuie luate măsuri pentru eliminarea supratensiunilor pe triac care pot produce amorsarea lui.

Circuite de comandă pentru triac

Utilizarea triacului în contactoarele statice — dispozitive electronice care servesc pentru închiderea sau deschiderea circuitelor electrice de curent alternativ sau de curent continuu — impune prezentarea modalităţilor de realizare ale comenzilor poartă, cu particularităţile specifice fiecărui tip de comandă.

În figura 15.6 este prezentat un contactor static cu triac. Intrarea în conducţie a triacului se face la cîteva microsecunde după aplicarea semnalului de comandă pe poartă. Ieşirea din conducţie a triacului se produce în momentul anulării naturale a curentului din circuitul principal, în cazul sarcinilor pur rezistive acest moment avînd loc în momentul trecerii prin zero a tensiunii alternative.

Comanda triacului se poate face cu ambele polarităţi ale tensiunii semnalului aplicat între poartă şi catod (ter-

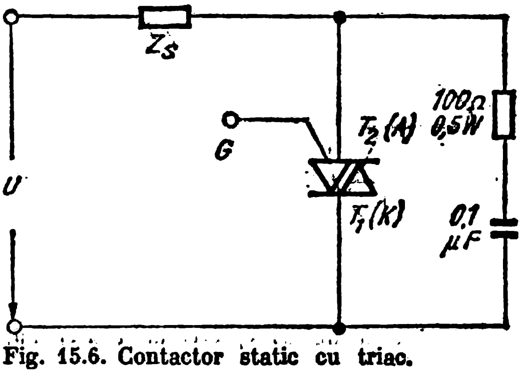


Fig. 15.6. Contactor static cu triac.

minalul T_1), pentru ambele polarităţi ale tensiunii dintre anod şi catod (între terminalele T_2 şi T_1).

Grupul *RC* în paralel pe triac acţionează în sensul eliminării supratensiunilor care ar putea produce autoamorsarea, acest grup constituind, împreună cu sarcina, impedanţa internă a sursei de supratensiune şi impedanţa conductoarelor de alimentare un divizor de tensiune. Totodată grupul *RC* realizează şi o reducere a vitezei de creştere a tensiunii pe triac. Prezenţa grupului *RC* este indispensabilă în cazul sarcinilor puternic inductive, la care ieşirea din conducţie a triacului se poate produce în apropierea maximului semialternanţei următoare a tensiunii de alimentare, cînd pe triac apare brusc tensiunea sursei de alimentare din acel moment.

Limitarea vitezei de creştere a tensiunii este realizată de capacitatea *C*, iar rezistenţa *R* reduce curentul de descărcare al capacităţii în momentul amorsării triacului şi totodată realizează amortizarea circuitului oscilant alcătuit de inductanţa sarcinii şi capacitatea *C*.

Amorsarea unui triac poate fi obţinută acţionînd asupra porţii în curent continuu, prin curent alternativ, redresat sau prin impulsuri.

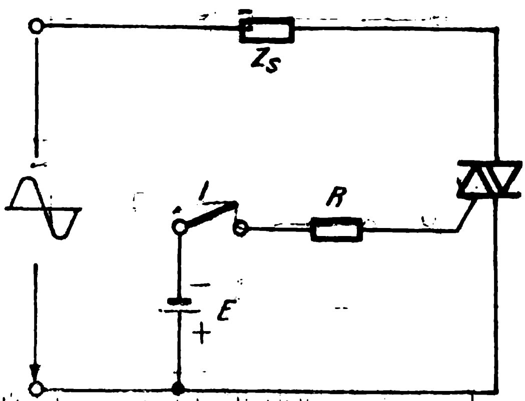


Fig. 15.7. Comanda triacului prin curent continuu.

În figura 15.7 este prezentat un contactor static cu un triac, cu funcţionare de tip închis-deschis, la care comanda se face de la o sursă de curent continuu. Dacă întrerupătorul *I* este deschis, pe poartă nu se aplică curent şi triacul este blocat. Închizînd întrerupătorul, tensiunea continuă de polarizare furnizează un curent de poartă prin intermediul rezistenţei *R*. În vederea obţinerii unei sensibilităţi de comandă mai mări, tensiunea aplicată porţii trebuie să fie negativă.

În figura 15.8 este prezentat un contactor static în care amorsarea triacului se realizează în curent alternativ, prin intermediul unui transformator în scurtcircuit. Contactul *K* fiind deschis, impedanţa văzută la bornele primarului este impedanţa de mers în gol a transformatorului, de valoare mare, deci tensiunea pe rezistenţa *R* este mică. Prin închiderea lui *K*, la bornele primare se vede impedanţa de scurtcircuit a transformatorului, de valoare

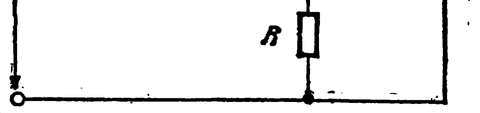


Fig. 15.8. Comandă triacului în c.a., cu transformator în scurtcircuit.

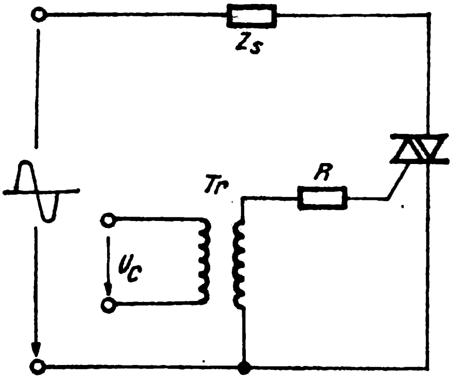


Fig. 15.9. Comanda triacului cu semnal de 2—6 kHz.

mică, deci pe R apare o tensiune mare, care va comanda triacul.

În figura 15.9 este reprezentată schema unui contactor cu un triac cu o funcţionare de tip închis-deschis, a cărui amorsare se face cu un semnal alternativ de o frecvenţă de 2...6 kHz. La această valoare a frecvenţei rezultă o secţiune a miezului transformatorului mult mai mică decît la 50 Hz.

Figura 15.10 prezintă o altă schemă de amorsare în curent alternativ. Cînd întrerupătorul I este deschis, triacul este blocat. La închiderea întrerupătorului, la începutul fiecărei alternanţe tensiunea între bornele T_2 şi T_1 creşte rapid, astfel că în momentul cînd atinge valori de 5—6 V, prin rezistenţa R_1 este injectat un curent de poartă suficient pentru a amorsa triacul. La amorsare, tensiunea între bornele T_2 şi T_1 scade la aproximativ 1,5—2 V, blocînd curentul de poartă; triacul amorsat va rămîne în conducţie pînă la sfîrşitul semialternanţei respective, cînd triacul se blochează. Procesul se repetă în timpul semialternanţei următoare, triacul reamorsîndu-se imediat la începutul acesteia. Atît timp cît întrerupătorul I este închis, triacul este continuu în conducţie şi toată tensiunea reţelei se găseşte practic pe sarcina Zs.

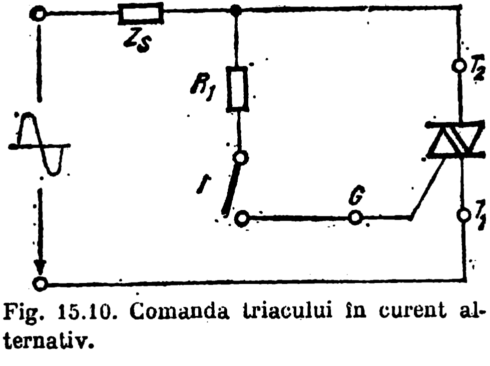


Fig. 15.10. Comanda triacului în curent alternativ.

În figura 15.11 este prezentată o schemă de comandă a triacului în curent alternativ redresat. În acest caz, deoarece curentul de poartă circulă numai în timpul unei semialternanţe, triacul este amorsat numai în timpul alternanţei pozitive şi este blocat în timpul alternanţei negative. Această schemă de comandă conferă triacului un mod de funcţionare similar cu cel al tiristorului.

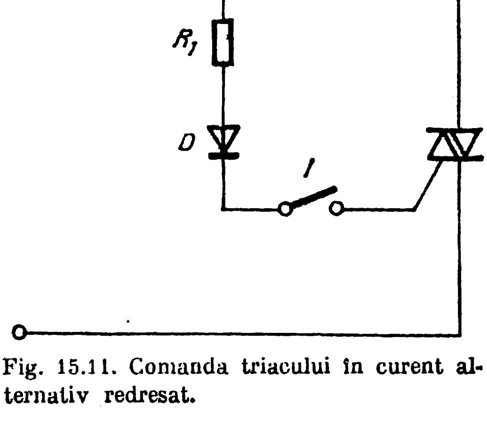


Fig. 15.11. Comanda triacului în curent alternativ redresat.

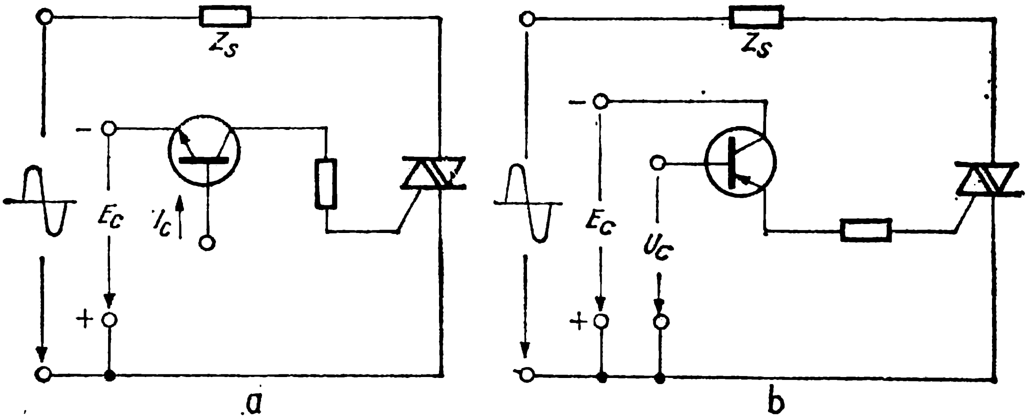


Fig. 15.12. Comanda triacului prin tranzistoare: a) comandă prin curent, b) comandă prin tensiune.

În figura 15.12 sînt indicate două modalităţi de comandă ale triacurilor folosind tranzistoare. În cazul figurii 15.12, a, comanda tranzistorului care amorsează triacul se face prin curent, iar în cazul figurii 15.12, b, comanda se face prin tensiune. În ambele cazuri, prin poarta triacului se injectează un curent negativ, ceea ce asigură o sensibilitate mărită de comandă. Modul de funcţionare al contactorului depinde de felul semnalului aplicat pe bazele tranzistoarelor.

Figura 15.13 prezintă un circuit de comandă al triacului utilizînd un tranzistor unijoncţiune. Montajul se realizează astfel încît prin intermediul transformatorului T să se aplice pe poarta triacului impulsuri negative.

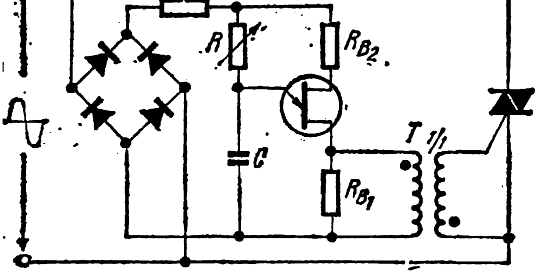


Fig. 15.13. Comanda triacului cu TUJ.

DIACUL

Definiţie şi simbol grafic

Diacul (Diode Alternative Curent switch-DIAC) este o diodă simetrică, prezentînd, în ambele sensuri, începînd de la o anumită tensiune U_{BO} (în general cuprinsă între 10 şi 50 V) o rezistenţă negativă. Conform STAS 11381 13—81—Dispozitive semiconductoare —, simbolurile de reprezentare în scheme a diacului sînt cele din figura 15.14.

Caracteristica curent-tensiune a diacului

Caracteristica curent-tensiune a diacului este prezentată în figura 15.15. După cum se observă din caracteristică există un punct de întoarcere (U_{BO}

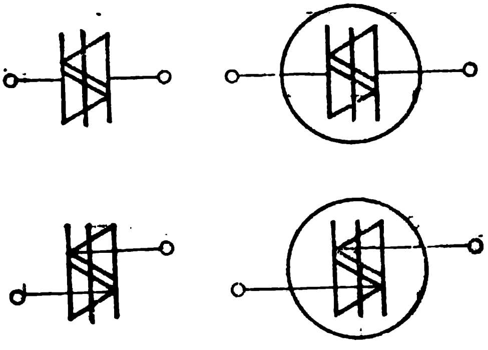


Fig. 15.14. Modul de reprezentare a diacului.

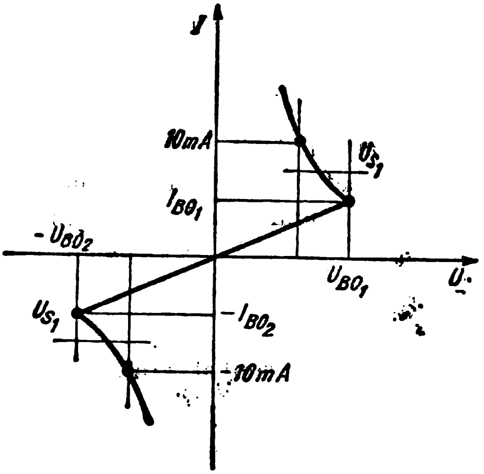


Fig. 15.15. Caracteristica curent-tensiune a diacului.

I_{BO}), unde rezistența diferențială este nulă și tensiunea atinge valoarea maximă. De asemenea, se definește o tensiune de salt U_s, reprezentînd diferența dintre tensiunea de întoarcere U_{BO} și tensiunea la un curent I_s.

Aplicații ale diacelor

Diacul poate fi utilizat într-o serie de aplicații practice. În figura 15.16 este prezentată schema unui oscilator de relaxare cu diac. Tensiunea de alimentare U_0 trebuie să fie mai mare decît tensiunea U_{BO}. După conectarea alimentării, capacitorul C începe să se încarce prin rezistorul R_1; tensiunea pe capacitor va crește pînă va ajunge la valoarea tensiunii de basculare a diacului, U_{BO}. În acest moment diacul intră în conducție și capacitorul C_1 se descarcă prin el. Alegînd valoarea rezistorului, R_1 astfel încît $U_0 R_1 < I_{BO}$, diacul va reveni în starea blocat după descărcarea capacitorului, ciclul de încărcare-descărcare descris mai înainte reluîndu-se. Rezistența $R_2 \ll R_1$ se conectează în circuit pentru limitarea curentului de descărcare al capacitorului în vederea protejării diacului. Forma de undă a tensiunii la bornele capacitorului C și cea de la bornele rezistorului R_2 (unde se obțin impulsuri scurte pozitive) este prezentată în figura 15.17.

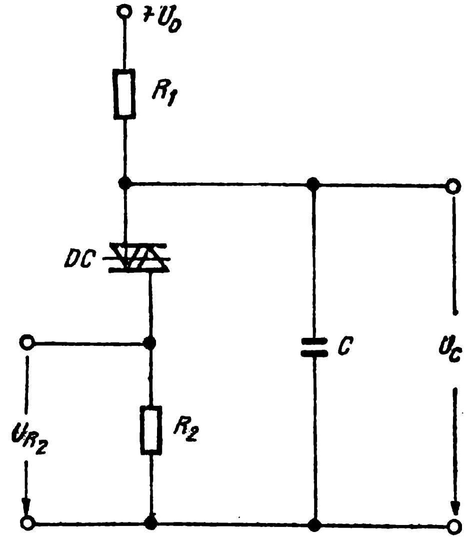


Fig. 15.16. Oscilator de relaxare cu diac.

Figura 15.18 prezintă schema electrică a unui circuit basculant astabil (multivibrator) realizată cu diacuri.

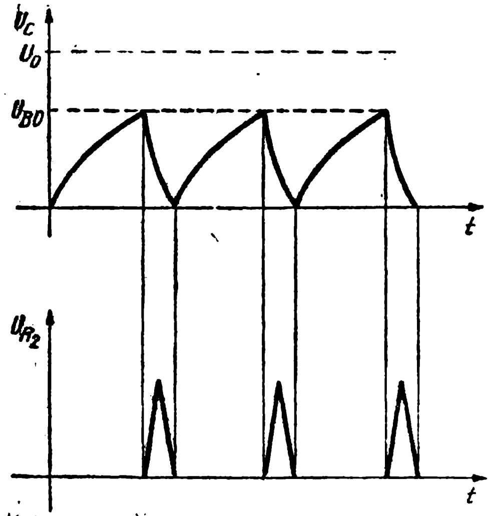


Fig. 15.17. Forma tensiunii la bornele capacitorului C și a rezistorului R_2.

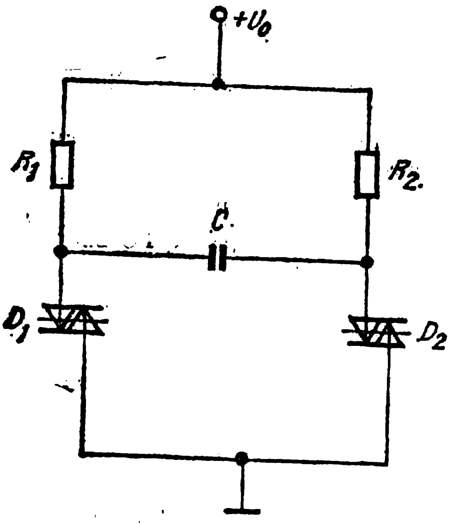


Fig. 15.18. Circuit basculant astabil realizat cu diacuri.

Tensiunea de alimentare se alege astfel încît să fie îndeplinită condiția $U_0 > U_{BO}$ La conectarea alimentării, unul din diacuri este blocat și celălalt este în conducție. Presupunem că diacul D_1 este în conducție și diacul D_2 blocat. În această situație capacitorul C începe să se încarce și curentul de încărcare, trecînd prin rezistorul R_2 coboară tensiunea pe diacul D_2, împiedicînd și în acest mod să conducă simultan cu primul.

Cînd tensiunea pe capacitor atinge valoarea U_{BO_2}, corespunzătoare diacului D_2, acesta intră în conducție, iar diacul D_1 se blochează; în felul acesta multivibratorul își schimbă starea. De data aceasta capacitorul se încarcă prin rezistorul R_1 și prin diacul D_1. Cînd tensiunea pe capacitor devine egală cu U_{BO_1}, diacul D_1 intră iarăși în conducție, iar D_2 se blochează. În continuare ciclul se reia.

În cazul multivibratorului simetric, $R_1 = R_2 = R$; $U_{BO_1} = U_{BO_2} = U_{BO}$, tensiunea la ieșire are formă dreptunghiulară simetrică.

Figura 15.19 prezintă una din cele mai importante aplicații ale diacului și anume comanda triacului. La punerea în funcțiune a montajului, capacitatea C începe să se încarce; cînd tensiunea la bornele ei atinge valoarea tensiunii de basculare a diacului, acesta se deblochează și capacitorul se descarcă, furnizînd circuitului de poartă un impuls de curent care amorsează triacul.

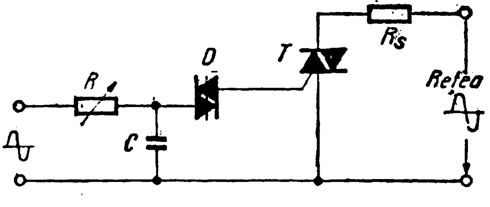


Fig. 15.19. Circuit de comandă a triacului cu diac.

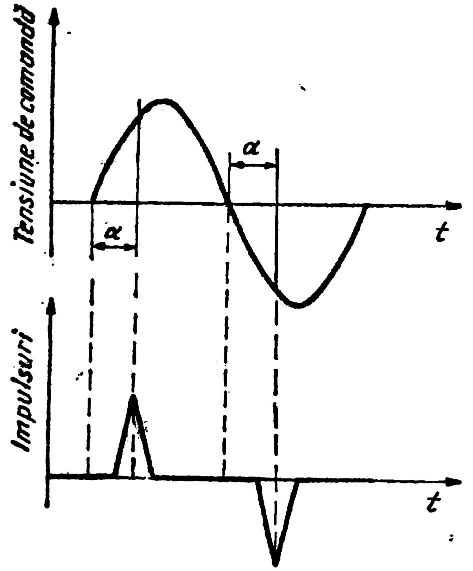
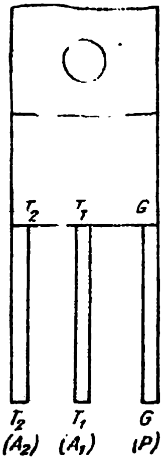


Fig. 15.20. Comanda triacului cu diac — forma impulsurilor de comandă.

Diacul va furniza două impulsuri de semn contrar, defazate unul faţă de celălalt la 180° (fig. 15.20). Constanta de timp *CR*, reglabilă în cazul schemei prezentate, condiţionează defazajul acestor impulsuri în raport cu tensiunea de comandă U_c.

Fig. 15.21. Capsula TO-220.



SCHEME PRACTICE REALIZATE CU TRIACE ŞI DIACE

Triace şi diace româneşti

Din anul 1980, Întreprinderea de Piese Radio şi Semiconductoare — Băneasa a pus în fabricaţie, prin cercetare proprie, triace de medie putere, ale căror caracteristici sînt date în tabelul 15.I. Precizăm că aceste triace sînt realizate în capsula TO-220 (fig. 15.21).

Tabelul 15.I.

Tip I	I_T[A]	V_D[V]	V_R[V]	I_{GT}[mA]	V_{GT} [V]	V_{TM}	*dV/dt*	
TB 6 N 2	6	200	200	100	3	2,3 V la I_T = 8,5 A.	20 V/μS normale 5 V/μs de comutaţie	Funcţionarea nu este garantată în cadranul IV.
TB 6 N 3	6	300	300	100	3			
TB 6 N 4	6	400	400	100	3			
TB 6 N 5	6	500	500	100	3			
TB 6 N 6	6	600	600	100	3			
TB 10 N 2	10	200	200	100	3	1,9 V la I_T = 14 A	20 V/μS normale 5 V/μs de comutaţie	Funcţionarea nu este garantată în cadranul IV.
TB 10 N 3	10	300	300	100	3			
TB 10 N 4	10	400	400	100	3			
TB 10 N 5	10	500	500	100	3			
TB 10 N 6	10	600	600	100	3			

Semnificațiile notațiilor din tabel sînt următoarele:

I_T — curentul eficace de durată pe care-l poate suporta triacul; V_D — tensiune directă; V_R — tensiune inversă; I_{GT} — curentul de poartă, de declanșare, maxim; V_{GT} — tensiunea de poartă, de declanșare, maximă (valabilă pentru cadranele I, II, III); V_{TM} — tensiunea de conducție maximă; dV/dt — viteza de creștere a tensiunii de blocare, consecutivă stării de conducție în sens opus.

Urmare începerii producției de triace de medie putere, un an mai tîrziu au fost asimilate prin efort propriu diacele care, ulterior au fost introduse în fabricație, la I.P.R.S. Băneasa. Sorturile de diace fabricate la noi în țară sînt prezentate în tabelul 15.II (capsulă F-126).

Tabelul 15II.

Tip	*V_{BO} [V]*		*V_S[V] MIN la I_S=10 mA*	*Puterea disipată [W]*	*Observații*
DC 32	28	36	5	0,3	Capsula similară cu 1 N 4 000 și PL (tip F 126)
DC 38	34	42	5	0,3	
DC 44	40	48	7	0,3	
DC 50	46	54	7	0,3	

Scheme cu triace și diace

În figura 15.22 este prezentată schema unui contactor static cu un triac, în care sarcina se poate alimenta fie cu întreaga putere, fie cu o putere de jumătate din valoare.

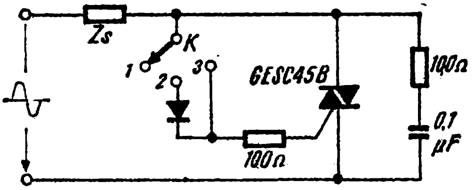


Fig. 15.22. Contactor static cu triac, cu două trepte de putere.

În poziția *1* a comutatorului *K*, circuitul de poartă al triacului nu este alimentat, deci contactorul este blocat. În poziția *2* a contactorului *K*, circuitul de poartă al triacului este alimentat, numai în timpul semialternanțelor pozitive ale tensiunii de alimentare, deci în sarcină circulă pulsuri de curent pozitive, iar puterea dezvoltată în impedanța de sarcină este jumătate din puterea maximă ce i se poate transmite, la o tensiune dată rețelei. În poziția *3* a comutatorului triacul este amorsat la fiecare alternanță a tensiunii alternative, în sarcină circulă curent alternativ, iar puterea dezvoltată este maximă pentru tensiunea și sarcina dată.

În cazul funcționării pe poziția *2* a comutatorului, triacul realizează o redresare monoalternanță a tensiunii aplicate, deci în circuit circulă și o componentă de curent continuu care poate să producă o magnetizare a miezului transformatorului rețelei de distribuție, mărind astfel curentul lui de magnetizare și pierderile în fier. La acest tip de contactor, în contactul *K* circulă curent numai pînă în momentul amorsării triacului.

Avînd în vedere valoarea redusă a curentului de poartă necesar pentru amorsare, contactele comutatorului *K* pot fi de foarte mică putere (microcontacte).

Așa cum s-a arătat, contactoarele statice servesc pentru închiderea sau deschiderea circuitelor electrice de curent alternativ sau de curent continuu. În funcție de modul de construcție și comandă a contactoarelor statice ele pot servi pentru realizarea alimentării diverselor receptoare de energie cu putere constantă sau variabilă.

Contactoarele statice care realizează alimentarea receptoarelor de energie cu putere variabilă se numesc, în literatura de specialitate și *variatoare de putere*.

Transmiterea în sarcină, de la rețeaua de curent alternativ, a unei puteri variabile se realizează prin comutarea periodică a sarcinii, puterea medie fiind determinată de raportul dintre durata și perioada de repetiție a comutării. În mod practic sînt utilizate două metode: comutare la tensiune nulă și comandă cu control de fază (fig. 15.23).

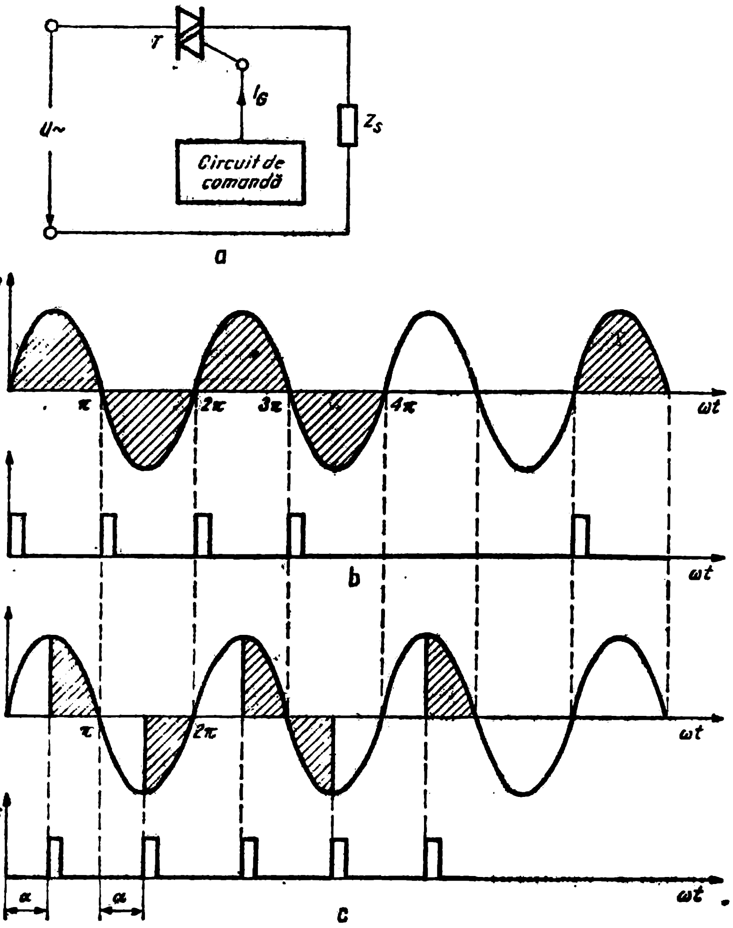


Fig. 15.23. Metode de comandă utilizate în contactoarele statice (variatoarele de putere) cu triacuri. a) Contactor static cu triac. b) Comanda prin comutare la tensiune nulă. c) Comandă prin control de fază.

În prima situaţie, dispozitivele sînt comandate în momente de trecere prin zero a tensiunii de alimentare. puterea medie dezvoltată în sarcină fiind dependentă de raportul dintre numărul de alternanţe în care curentul circulă prin dispozitive şi numărul de alternanţe în care acestea sînt blocate; în cazul al doilea, curentul circulă prin dispozitivele comandate în cadrul fiecărei alternanţe pe intervale $(\pi-\alpha)$, puterea medie depinzînd de unghiul α de comandă.

În cazul circuitelor de comandă, la trecerea prin zero a tensiunii de alimentare, semnalul de comandă pe poarta triacului trebuie aplicat numai la acele momente în care se produce trecerea prin zero a tensiunii de alimentare sau, în cazul sarcinilor complexe, trecerea prin zero a curentului. Astfel, comutarea triacului în circuitele de putere la tensiune şi curent zero, la intrarea şi respectiv la ieşirea din conducţie, permite reducerea regimului de intrferenţă electromagnetică cu alte instalaţii conectate la aceeaşi reţea (mai ales în cazul radiorecepţiei în modulaţie de amplitudine) şi a posibilităţii de amorsare prin efect dU/dt (viteza de creştere a tensiunii de blocare, consecutivă stării de conducţie în sens opus). În figura 15.24 este prezentat un circuit de comandă pentru triac la trecerea prin zero a tensiunii de alimentare. Capacitorul C al sursei de alimentare se încarcă pînă la tensiunea stabilizată de dioda Zener D_6, prin D_5 şi R_2. Tranzistorul T_2 comandă curentul de poartă negativ al triacului

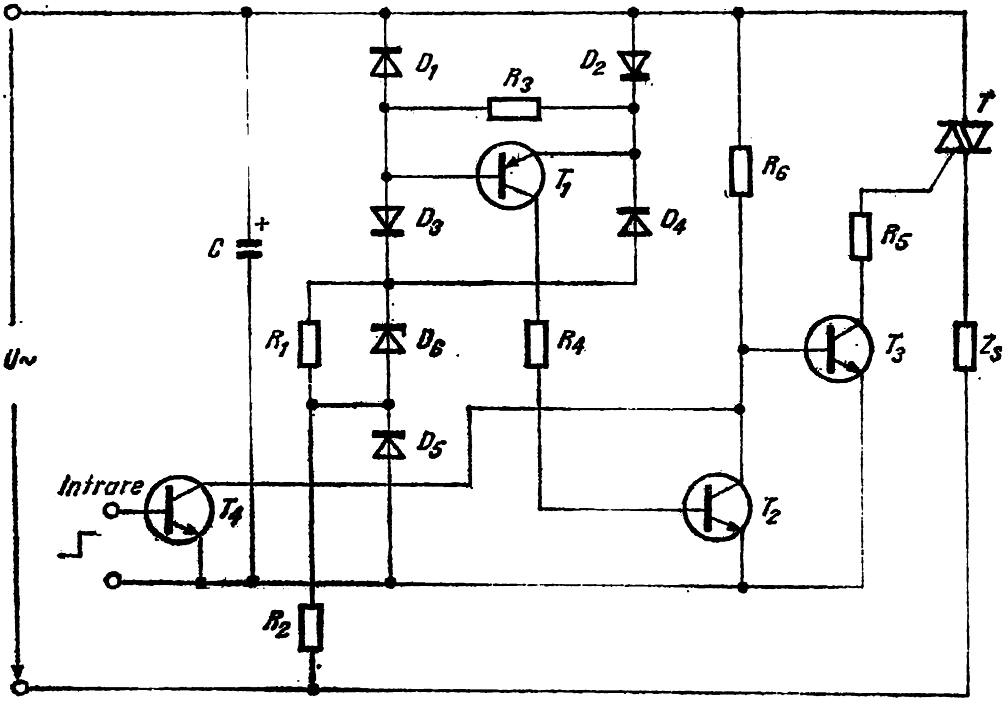


Fig. 15.24. Circuit pentru comanda triacului la trecerea prin zero a tensiunii de alimentare.

furnizat de sarcina acumulată pe capacitatea C, prin rezistorul R_5. Semnalul de comandă se aplică pe baza lui T_3 de la ieșirea unui circuit SAU-NU compus din tranzistoarele T_4 și T_2.

Tranzistorul T_1, puntea de diode D_1—D_4, rezistoarele R_1 și R_2 constituie un detector de trecere prin zero. Cînd tensiunea sursei de alimentare trece prin zero (spre valori pozitive sau negative), tranzistoarele T_1 și T_2 sînt blocate, iar T_3 este în conducție (numai dacă semnalul de intrare pe T_4 este în zero) permițînd comanda triacului la tensiune nulă,

În rest, curentul prin D_2, D_3 și R_3 determină conducția la saturație a lui T_1 și T_2, T_3 fiind blocat.

Triacul va primi deci comandă numai în punctele de zero ale tensiunii de alimentare, impulsurile de comandă fiind de durată relativ mică în comparație cu perioada tensiunii de alimentare.

Circuitele de comandă la trecere prin zero ale tensiunii de alimentare, echipate cu elemente discrete devin destul de complexe atunci cînd crește numărul de dispozitive comandate sau cînd se impun unele condițiuni stricte privind semnalul de comandă și precizia comenzii. Pentru a înlătura aceste neajunsuri au fost realizate circuite integrate de comandă cu arie și posibilități de utilizare mai largi. Dintre acestea menționăm circuitele integrate U 106BS și CA 3058 (cu variantele sale CA 3059, CA 3079) destinate comenzii tiristoarelor și triacurilor la trecerea prin zero a tensiunii de alimentare, cu aplicabilitate în circuitele de control al puterii în procese lent variabile.

Comutarea periodică a sarcinii prin comanda triacurilor cu control de fază implică utilizarea unor scheme de comandă, dintre care cele mai simple utilizează pentru amorsare chiar tensiunea alternativă de alimentare a triacului.

În paragraful „Circuite de comandă pentru triac“ au fost prezentate un număr de scheme de principiu la care amorsarea triacului se realizează utilizîndu-se pe poartă o parte a tensiunii alternative de alimentare a acestuia. În figura 15.25 este prezentată schema unui contactor static cu triac folosind circuit de comandă cu control de fază. Impulsurile cu fază variabilă sînt produse de un oscilator de relaxare cu diac. Acest contactor static cu control de fază se caracterizează printr-o deosebită simplitate: în cazul sarcinilor rezistive se compune din patru elemente, iar în cazul sarcinilor inductive mai are în plus grupul R_1C_1 pentru limitarea lui $\frac{dV}{dt}$ pe triac, care în momentul anulării naturale a curentului în circuit, ar putea avea o valoare inadmisibil de mare pentru triac.

Indiferent de natura dispozitivului de comutație utilizat în circuitul de

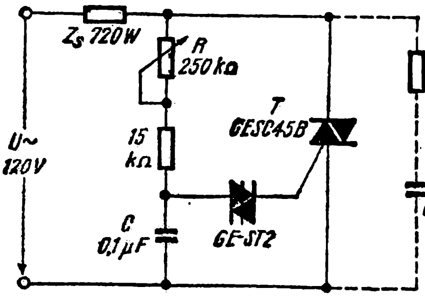


Fig. 15.25. Contactor static cu triac, folosind un diac.

poartă, comanda triacului se face în modurile cele mai avantajoase: cu impulsuri de poartă pozitive atunci cînd tensiunea pe triac este pozitivă şi cu impulsuri negative, atunci cînd tensiunea pe triac este negativă. La acest tip de contactor, domeniul unghiului de control nu poate acoperi întreaga plajă 0 — 180°; totuşi, într-o serie de aplicaţii cum sînt controlul încălzirii sau al iluminării, acest circuit dă rezultate satisfăcătoare.

În figura 15.26 este prezentat un variator de putere cu comanda fazei, destinat controlului iluminării, derivat din contactorul static cu triac folosind circuit de comandă cu control de fază.

La închiderea comutatorului K, prin consumator(bec) şi rezistoarele P_1 (reglabil) şi R_1 se încarcă întîi capacitorul C_1. În momentul în care tensiunea la bornele lui C_1 atinge valoarea critică de amorsare a diacului, acesta trece în conducţie şi C_1 se descarcă. Energia acumulată în capacitor se aplică prin diac, sub formă de impuls electric pe poarta triacului, trecîndu-l pe acesta din urmă în stare de conducţie.

Starea de conducţie în triac se menţine pînă la apropierea potenţialului alternativ de zero, adică sfîrşitul primei semiperioade. În timpul semiperioadei următoare procesul se repetă, însă cu polarităţi inverse.

În figura 15.27 sînt prezentate evoluţiile tensiunii la bornele lui C_1 (deci şi ale diacului) şi ale curentului prin triac în funcţie de timp, la o tensiune de reţea dată. Se observă că triacul conduce numai pe intervalele „haşurate", intervale determinate de unghiul de deschidere α, reglabil prin valoarea rezistenţei potenţiometrului P_1. Bobina L din cadrul montajului are rolul de a împiedica pătrunderea în reţeaua de alimentare a perturbaţiilor armonice create de funcţionarea triacului, perturbaţii care ar afecta funcţionarea corectă a radioreceptoarelor (mai ales la recepţia MA) ce se alimentează pe aceeaşi coloană de energie electrică.

La variatorul de sarcină cu comanda fazei din figura 15.28 oscilatorul de relaxare realizat cu tranzistorul unijoncţiune (TUJ) T_1 comandă tiristorul T_2 şi prin acesta este alimentată poarta

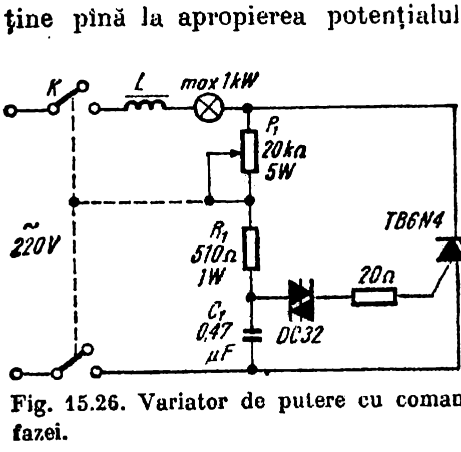


Fig. 15.26. Variator de putere cu comanda fazei.

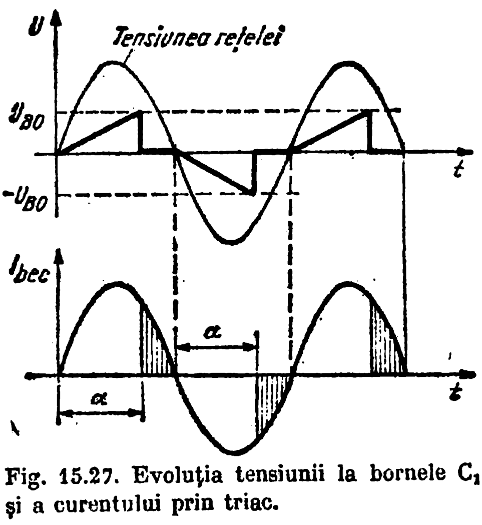


Fig. 15.27. Evoluţia tensiunii la bornele C1 şi a curentului prin triac.

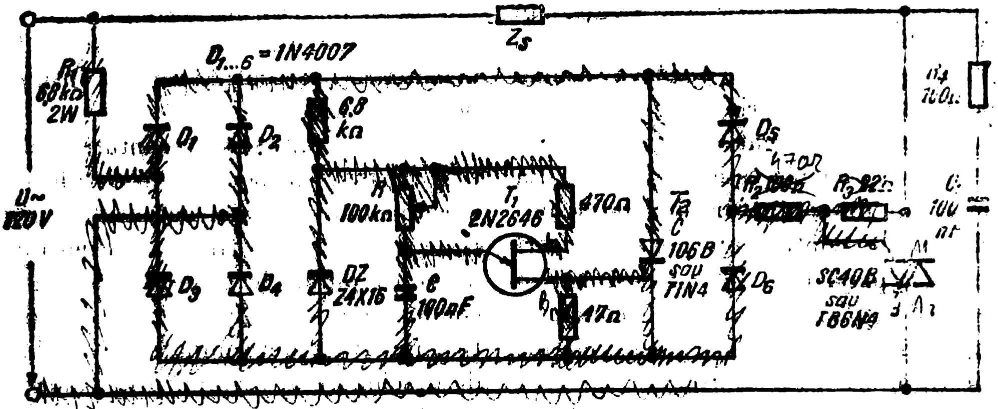


Fig. 15.28. Variator de putere cu triac, cu comanda fazei.

triacului T. Astfel, în alternanțele pozitive poarta primește curent prin D_4, T_2, D_5, R_2, Z_s, iar în alternanțele negative prin D_2, T_2, D_6, R_2, Z_s.

Unghiul de comandă al triacului este determinat de amorsarea tiristorului T_2 care, la rîndul lui este controlat de tranzistorul T_1. Unghiul de comandă se reglează prin modificarea valorii rezistenței R. Dacă amorsarea tiristorului T_2 se produce atunci cînd triacul T_3 este blocat, circuitului de poartă al triacului i se aplică tensiunea de alimentare, iar curentul care trece prin poarta lui T_3, șuntată de R_3, este determinat de Z_s și R_2. Triacul amorsînd, tensiunea la bornele lui scade foarte mult, iar circuitului porții i se aplică de acum această tensiune coborîtă, rezultînd un curent de poartă foarte redus, determinat de R_2 și R_3.

Comanda lui T_2 se poate face și atunci cînd datorită defazajului inductiv T_3 se găsește încă în conducție de la alternanța precedentă. Deoarece T_3 se menține în conducție pînă la sfîrșitul semialternanței considerate, în momentul anulării naturale a curentului în circuitul principal, cînd T_3 iese din conducție, la bornele acestuia reapare tensiunea de alimentare a circuitului din acel moment, care determină un curent de poartă însemnat. Astfel T_3 va reamorsa într-un timp foarte scurt. În acest caz, în impedanța de sarcină va circula un curent practic fără întreruperi corespunzător unui regim de funcționare permanent.

Acest variator de putere cu control în fază este adecvat și pentru sarcini puternic inductive, comanda triacului făcîndu-se cu impulsuri de o lățime 10° — 180°.

În figura 15.29 este prezentat un alt exemplu de amorsare a unui triac, folosindu-se comanda cu control de fază prin intermediul unui circuit integrat specializat. Circuitul utilizat este BAA 145 (echivalent lui UAA 145), în producție curentă la I.P.R.S.-Băneasa, circuit care poate comanda simultan două dispozitive cu impulsuri de fază și durată reglabile. De regulă, acest circuit integrat se utilizează în redresoarele comandate, contactoarele statice de curent alternativ, în echi-

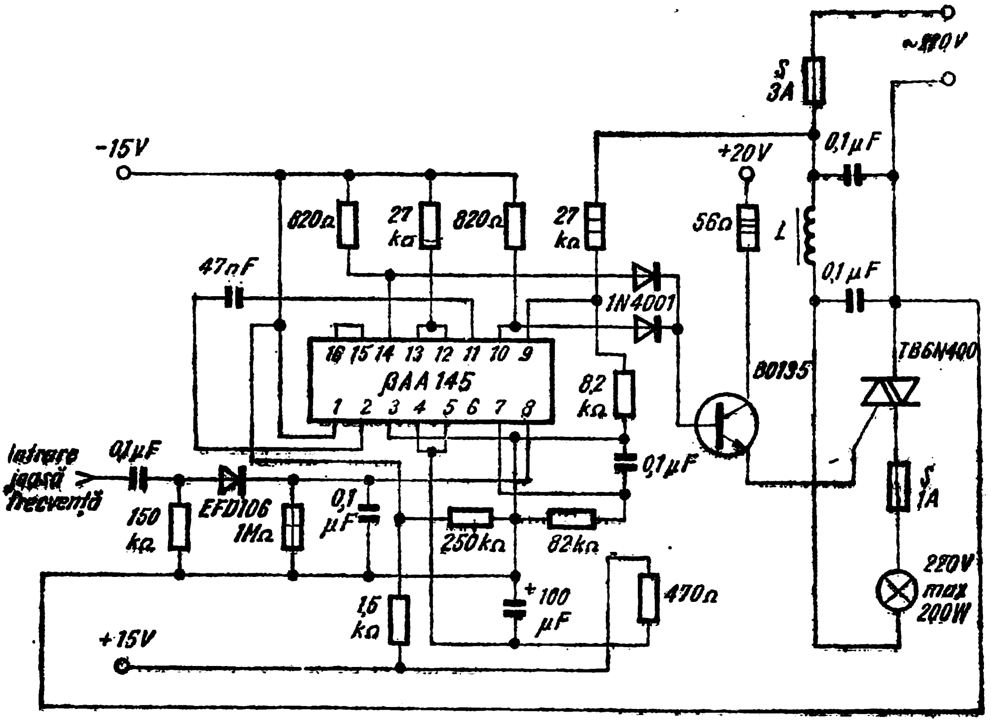

~220V
S
3A
-15V
+20V
0,1µF
820Ω
27 kΩ
820Ω
27 kΩ
56Ω
L
47nF
1N4001
0,1µF
16 15 14 13 12 11 10 9
βAA 145
1 2 3 4 5 6 7 8
8,2 kΩ
BD135
TB6N400
Intrare joasă frecvenţă
0,1µF
150 kΩ
EFD106
1MΩ
0,1 µF
0,1µF
250kΩ
82kΩ
S
1A
220V
max
200W
1,6 kΩ
+100 µF
470Ω
+15V

Fig. 15.29. Variator de putere cu triac, utilizînd circuit integrat de comandă cu control de fază.

pamentele de reglare a vitezei motoarelor de curent continuu şi de inducţie etc. În cazul de faţă, circuitul BAA 145 este utilizat pentru deschiderea în fază cu amplitudinea semnalelor de audiofrecvenţă, a triacelor care echipează orga de lumini „DISCO" 3×200 W, în fabricaţie la I.P.R.S.-Băneasa.

Circuitul integrat BAA 145, alimentat la o tensiune de ±15 V şi comandat la piciorușul *8* cu tensiune pozitivă între 0 şi 7,5 V (proporţională cu nivelul semnalului de audiofrecvenţă injectat prin capacitorul de 0,1 µF) furnizează pe piciorușele *10* şi *14* impulsuri pozitive sincrone cu reţeaua de curent alternativ. Impulsurile decalate în timp (unul pentru fiecare semialternanţă) sînt introduse în circuitul SAU realizat cu diodele 1 N 4001 şi tranzistorul BD 135.

Sincronizarea acestor impulsuri cu reţeaua se realizează prin analizarea de către circuit integrat, prin piciorușele *9* şi *3* a tensiunii alternative luate de pe divizorul format din rezistoarele 27k Ω/ 2 W şi 8,2k Ω.

Aplicaţia prezentată prin schema din figura 15.29 vine să susţină, pe de o parte, superioritatea utilizării triacurilor faţă de tiristoare în montajele de orgi de lumini, iar, pe de altă parte, importanţa utilizării circuitului integrat de comandă cu control de fază pentru amorsarea triacului, asocierea folosirii celor două componente electronice asigurînd redarea fidelă a semnalelor muzicale de audiofrecvenţă prin semnale luminoase de intensitate variabilă.

Capitolul 16

CIRCUITE INTEGRATE LOGICE

ing. ANDRIAN NICOLAE

GENERALITĂŢI

Primele calculatoare utilizau sistemul zecimal, care necesita zece nivele distincte pentru fiecare ordin. Deoarece era dificil, s-a trecut la un sistem binar (numai cu două nivele distincte).

Utilizîndu-se numai două nivele, se poate afirma că logica calculatoarelor numerice este o logică cu două nivele.

Matematicianul George Boole a conceput principiile acestei logici, care se mai numeşte şi logică booleană, jucînd un rol fundamental în concepţia ordinatoarelor numerice.

De la sistemul în baza zece se poate trece la sistemul în baza doi. Bineînţeles că acelaşi număr necesită o secvenţă mai lungă de cifre în sistemul binar decît în cel zecimal.

Exemplul 1. Numărul 15 se scrie în binar sub forma 1111, adică $15 = 2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0$.

Deci se caută descompunerea numărului într-o sumă de puteri ale lui 2.

Exemplul 2. $10 = 2^3 + 0 + 2^1 + 0$, echivalentul binar fiind 1010.

Deci, în dreptul termenilor 2^2 şi 2^0 se pune „0“, aceştia lipsind din dezvoltare.

Cifrele folosite fiind numai 0 şi 1, rezultă că o variabilă independentă nu poate lua decît două valori (variabila se numeşte variabilă booleană).

O expresie care depinde de una sau mai multe variabile boolene independente se numeşte funcţie de variabile booleene.

Se consideră o variabilă independentă A, care poate lua valoarea „1“ sau „0“. Starea „0“ se mai notează cu „$\bar{a}$“ şi se citeşte a negat, sau non a. Starea „1“ se notează cu „a“ şi reprezintă variabila nenegată.

Considerînd variabilele „A“ şi „B“, care pot lua valorile „0“ şi „1“, combinaţiile posibile vor fi notate cu P_0, P_1, P_2, P_3:

$$P_0 = \overline{ab};\ P_1 = \bar{a}b;\ P_2 = a\bar{b};\ P_3 = ab.$$

Aceşti termeni pot fi înscrişi într-o diagramă Veitch, care poate avea mai multe forme (fig. 16.1).

Prima diagramă este sub formă literală, a doua sub formă binară, iar ultima cu echivalenţi zecimali. Fiecare dreptunghi reprezintă o combinaţie unică de variabile.

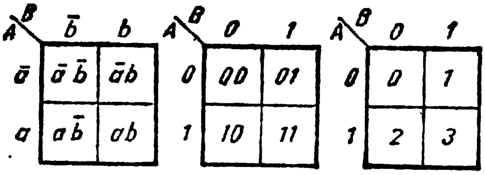


Fig. 16.1. Diagrame Veitch.

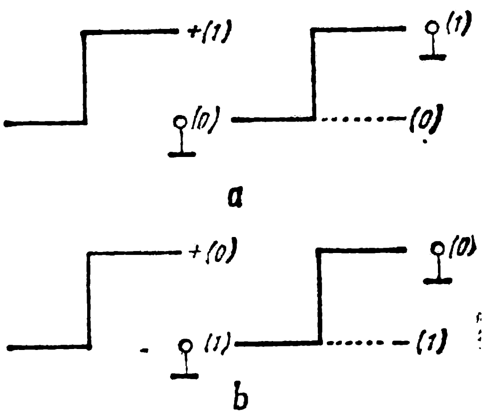


Fig. 16.2. Reprezentarea nivelelor logice 1 și 0.

Pentru două variabile sînt necesare 4 dreptunghiuri, pentru trei variabile 8(2^3), pentru patru variabile 16 dreptunghiuri (2^4) ș.a.m.d. Această diagramă ajută la determinarea tuturor combinațiilor ca și la minimizarea funcțiilor de mai multe variabile. Practic, pentru determinarea celor două stări se folosesc nivele diferite de tensiune.

În cadrul logicii pozitive, „1" este luat drept nivelul cel mai pozitiv al tensiunii (fig. 16.2, a).

În logica negativă, „1" reprezintă nivelul cel mai scăzut al potențialului (fig. 16.2, b).

CLASIFICARE

Circuitele integrate logice se pot clasifica după mai multe criterii printre care: tehnologia, gradul de integrare, modul de realizare a funcției etc.

După cum s-a arătat, o caracteristică de bază a tuturor acestor categorii este acea că tensiunile lor, de intrare sau ieșire, nu pot avea decît două valori.

În funcție de *tehnologia de realizare*, circuitele integrate (CI) se clasifică în CI bipolare și CI-MOS.

După *gradul de integrare* (numărul de componente pe o capsulă-cip) se pot clasifica astfel:

— circuite integrate cu nivel mic de integrare (denumite convențional și CI din generația I); conțin sub 100 elemente pe cip;

— circuite integrate pe scară medie (generația a II-a); conțin între 100 și 1 000 elemente pe cip;

— circuite integrate pe scară largă (generația a III-a); conțin între 1 000 și 10 000 elemente pe cip;

— circuite integrate pe scară largă (generația a IV-a); peste 10 000 elemente pe cip.

După modul de realizare a funcției, circuitele logice se împart în circuite logice combinaționale și circuite logice secvențiale.

În cazul circuitelor combinaționale semnalele de la bornele lor de ieșire depind, la un moment dat, numai de semnalele aplicate în același moment la bornele lor de intrare. Din această categorie fac parte și porțile logice care realizează funcții logice de bază: SI; SAU; NU; SI-NU; SAU-NU; SAU-EXCLUSIV.

Circuitele secvențiale sînt circuite ale căror semnale la ieșire, la un moment dat, depind atît de semnalele aplicate în același moment la bornele lor de intrare, cît și de semnalele aplicate la momente de timp anterioare. În această categorie intră și circuitele basculante (bistabile-CBB, monostabile-CBM, astabile-CBA) registrele, numărătoarele etc.

DESCRIERE. REPREZENTAREA SIMBOLICĂ

În continuare vor fi prezentate principalele circuite logice cu simbolurile și reprezentarea acestora în schemele logice.

Circuitul logic SI (conjuncția)

Se mai numește și circuit de coincidență. O funcție SI este egală cu „1“ dacă și numai dacă toate variabilele logice implicate sînt egale cu 1.

Pentru a reprezenta conjuncția a două sau mai multe variabile se utilizează simbolul ∩ sau, mai simplu, un punct.

În schemele practice se poate întîlni unul din simbolurile indicate în figura 16.3.

S-a dat un exemplu de circuit SI cu trei intrări, numărul acestora fiind diferit de la caz la caz. O reprezentare intuitivă a circuitului SI este ilustrat în figura 16.4 în care pentru starea „1“ contactul este normal închis, iar starea „0“ reprezintă un contact normal deschis. Alăturat se dă tabela de adevăr pentru circuitul SI considerat. Utilizînd proprietatea și simbolul conjuncției, tabela de adevăr a circuitului devine cea din figura 16.5.

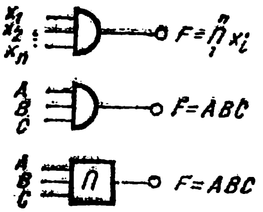


Fig. 16.3. Simbolurile conjuncției.

A ∩ B		B	
		0	1
A	0	0	0
	1	0	1

Fig. 16.5. Tabela de adevăr a circuitului SI, cu contacte.

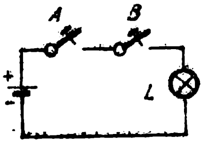
Deci, numai în cazul unic A și $B = 1$, funcția $A \cap B = 1$, în rest fiind 0.

Numărul de comutatoare poate fi mărit oricît, căci funcția va avea valoarea 1 (bec aprins) numai dacă toate variabilele (comutatoarele) vor avea valoarea 1 (închise).

Circuitul logic SAU (disjuncția)

Operația logică SAU (disjuncția) atribuie rezultatului valoarea 1 dacă cel puțin una dintre variabile are valoarea 1 și respectiv valoarea 0 dacă toate variabilele implicate au valoarea 0.

Semnul folosit pentru operația de disjuncție este ∪ sau „+“ (operația se mai numește și sumă logică). În figura 16.6 sînt prezentate două din simbolurile utilizate curent în schemele logice. Ultimul simbol se folosește în special pentru circuite integrate.



A	B	C
Deschis	Deschis	Stins
Deschis	Inchis	Stins
Inchis	Deschis	Stins
Inchis	Inchis	Aprins

Fig. 16.4. Circuit logic SI cu contacte.

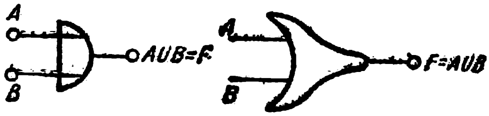
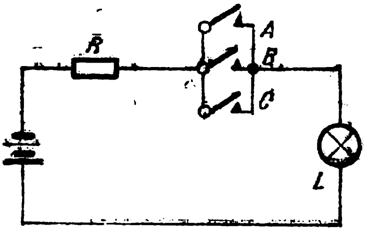


Fig. 16.6. Simboluri utilizate pentru circuitul logic SAU.



a

A∪B		B	
		0	1
A	0	0	1
	1	1	1

b

Fig. 16.7. Circuitul logic SAU cu contacte.

În figura 16.7, a este prezentat un circuit SAU cu contacte. Deci, dacă se închide unul din contacte, becul se aprinde. Pentru 2 variabile (contacte) tabela de adevăr se scrie ca în figura 16.7, b. Este de ajuns ca una din variabile să ia valoarea 1 pentru ca funcția să ia valoarea 1. Cu alte cuvinte, în cazul unui circuit SAU, dacă la una din intrări se aplică semnalul 1, la ieşire apare 1, indiferent de starea celorlalte intrări.

Circuitul logic NU (negaţia)

Negaţia ocupă un loc important între circuitele logice. Dacă la intrarea unui astfel de circuit se aplică un nivel logic 1, la ieşire apare 0 şi invers. O variabilă negată se notează cu o liniuţă deasupra simbolului şi se citeşte non-A, sau A-negat. Tabela de adevăr este reprezentată în figura 16.8.

A	Ā
0	1
1	0

Fig. 16.8. Tabela de adevăr a circuitului NU

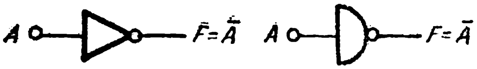
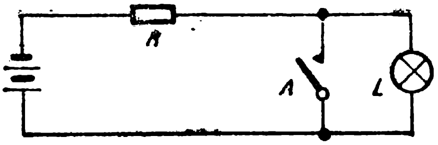


Fig. 16.9. Simbolurí ale negaţiei utilizate în schemele logice.



A	L
0	1
1	0

Fig. 16.10. O reprezentare a negaţiei prin circuit cu contacte.

Cele mai des folosite simboluri în schemele logice sînt indicate în figura 16.9. O reprezentare a negaţiei prin circuit cu contacte este arătată în figura 16.10. Atunci cînd contactul A este deschis (0) becul se aprinde (1) şi invers.

Circuitul logic SI-NU (NAND)

Poarta SI-NU realizează operaţia SI urmată de operaţia NU. Aceasta se indică printr-un cerculeţ plasat la ieşirea porţii. Ieşirea are valoarea logică 0 dacă şi numai dacă toate intrările au valoarea logică 1. Simbolul şi expresia logică asociate porţii SI-NU cu două intrări sînt reprezentate în figura 16.11.

O proprietate foarte importantă a acestui circuit logic este acea că orice funcţie poate fi sintetizată cu circuite SI-NU.

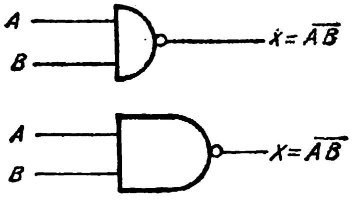
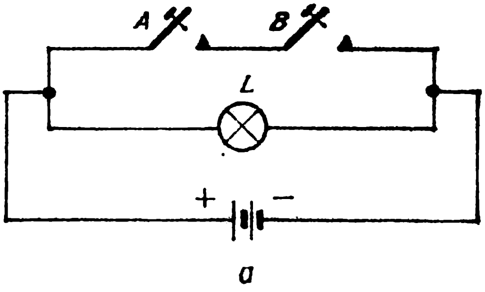


Fig. 16.11. Circuitul SI-NU.



A	B	L
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

b

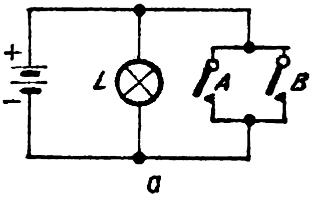
Fig. 16.12. Schema cu contacte a circuitului SI-NU.

Pentru a înțelege funcționarea unui circuit SI-NU să examinăm schema cu contacte din figura 16.12, a. Contactele *A* și *B* pot fi considerate intrările unui circuit SI-NU.

Presupunem valoarea logică 1 atunci cînd becul se aprinde și 0 cînd becul este stins. Conform definiției becul este stins (0) dacă și numai dacă ambele contacte sînt închise (fig. 16.12, b).

Circuitul logic SAU-NU (NOR)

Poarta SAU-NU realizează operația SAU urmată de operația NU. Funcția logică SAU-NU este definită printr-o propoziție compusă din mai multe variabile. Ea este adevărată dacă și numai dacă toate variabilele implicate sînt false. Cu alte cuvinte, ieșirea are valoarea logică 1 dacă toate intrările au valoarea logică 0. Acest lucru se vede foarte bine din figura 16.13. Se presupune valoarea logică 1 cînd becul se aprinde și 0 cînd el este stins.



$\overline{A \cup B}$		B	
		0	1
A	0	1	0
	1	0	0

b

Fig. 16.13. Circuitul logic SAU-NU.

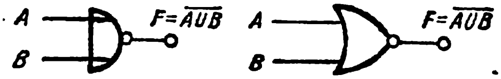


Fig. 16.14. Simboluri utilizate pentru circuitul logic SAU-NU.

Dacă ambele contacte sînt deschise, becul luminează. În rest, pentru orice combinație a valorilor variabilelor *A* și *B* becul rămîne stins.

Simbolurile uzuale și expresia logică sînt date în figura 16.14. Și această poartă logică este foarte importantă, cu ajutorul circuitelor SAU-NU putîndu-se realiza orice schemă logică.

CIRCUITE INTEGRATE LOGICE BIPOLARE

În continuare se vor analiza principalele variante tehnologice bipolare de circuite logice integrate. Această scurtă comparare va scoate în evidență avantajele circuitelor logice integrate în tehnologie TTL. Asupra acestora din urmă se va insista prin exemplificări din familiile de circuite fabricate în mod curent la I.P.R.S.-Băneasa şi utilizate pe scară largă atît de profesionişti, cît şi de amatori.

Circuite integrate logice tranzistor-rezistor (RTL)

Aceste circuite fac parte din prima categorie de circuite logice standardizate. Printre dezavantajele acestor tipuri de circuite enumerăm:

— densitate mică de integrare;

— sînt uşor perturbate de semnale parazite;

— viteză mică de comutare dintr-o stare logică în cealaltă.

Ca exemplu se dă schema din figura 16.15. Fără nici un fel de semnal la intrări, tranzistoarele T_1 şi T_2 sînt blocate. Acelaşi lucru se întîmplă şi cînd la ambele intrări se aplică semnal logic „0" (se conectează la masă). Dacă una din cele două intrări se conectează la o tensiune pozitivă mai mare de 0,6 V (nivelul logic 1), tranzistorul respectiv se saturează şi ieşirea capătă nivel logic zero (tensiunea sub 0,5 V).

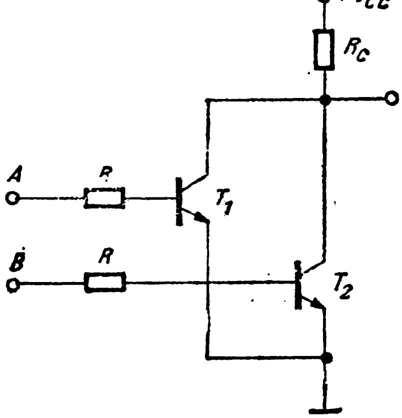


Fig. 16.15. Circuit integrat logic RTL.

Rezistoarele R sînt conectate în scopul protejării joncţiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor. În orice caz, acestea micşorează mult viteza de comutare a circuitului.

Circuite integrate logice rezistor-capacitor-tranzistor (RCTL)

Odată cu apariţia necesităţii măririi vitezei de lucru a calculatoarelor s-au căutat diverse metode de realizare a circuitelor integrate logice cu timp de tranziţie, dintr-o stare în alta, sub 500 ns. O primă etapă a constat în perfecţionarea circuitelor de tip RTL, prin adăugarea unor capacităţi de accelerare paralel cu rezistenţele de intrare (fig. 16.16). În rest, funcţionarea este identică cu a circuitelor RTL.

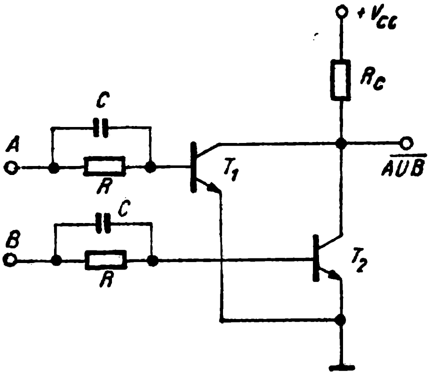


Fig. 16.16. Circuit integrat logic RCTL.

Circuitul RCTL nu este ideal din punct de vedere al fabricării, deoarece include într-o proporţie mare rezistoare şi capacitoare.

Circuite integrate logice cu tranzistoare cuplate direct (DCTL)

Aceste circuite au în componenţa lor tranzistoare cuplate direct (în curent continuu). Dezavantajul principal al

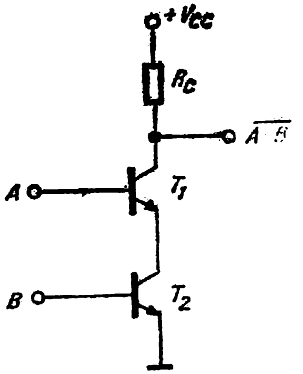


Fig. 16.17. Circuit integrat logic DCTL.

acestor circuite constă în dependența funcționării de parametrii individuali ai tranzistorului. Ca exemplu se poate urmări, pe figura 16.17, un circuit ce realizează funcția SI-NU (NAND). Dacă ambele intrări (*A* și *B*) capătă nivel logic 1 (tensiune de intrare mai mare de 0,6 V), cele două tranzistoare se saturează, iar ieșirea capătă în acest mod nivel logic zero. În rest, orice stare diferită a celor două intrări face ca la ieșire să existe nivel logic 1 (tensiunea +Vcc).

Dacă unul din cele două tranzistoare are o tensiune de deschidere mai mare decît celălalt, poate apărea o stare nedeterminată la ieșire din cauza nesaturării complete a acestuia. Cum în tehnologia integrată este foarte dificil de realizat două tranzistoare identice, problema este și mai delicată în cazul unor circuite logice cu mai multe intrări. De aceea s-a renunțat la utilizarea pe scară largă a circuitelor logice integrate tip DCTL.

Circuite integrate logice cu tranzistoare și diode (DTL)

Un important pas către tehnologia TTL a constituit-o circuitele logice cu diode și tranzistoare. În aceste circuite funcția logică este realizată de diode, iar tranzistorul joacă rolul de inversor (circuit logic NU) sau simplu repetor de semnal (repetor pe emitor). În exemplul din figura 16.18 se poate urmări un circuit logic SI-NU (NAND). Funcția SI este realizată de diodele D_1 și D_2, iar tranzistorul *T* are rolul de circuit inversor (NU).

Dacă ambele intrări sînt la 1 logic (+*Vcc*), cele două diode sînt polarizate invers și nu trece nici un curent prin ele. Tranzistorul *T* este saturat de curentul ce trece prin R_1 și D_3 (există o stare de 0 logic). Dacă oricare din intrări este conectată la masă (0 logic = tensiune zero), dioda de intrare corespunzătoare se deschide și prin ea trece tot curentul determinat de *R1*. Tranzistorul se blochează, iar la ieșire apare un potențial egal cu +*Vcc* (1 logic).

Circuitul DTL comută mai repede decît circuitul RTL.

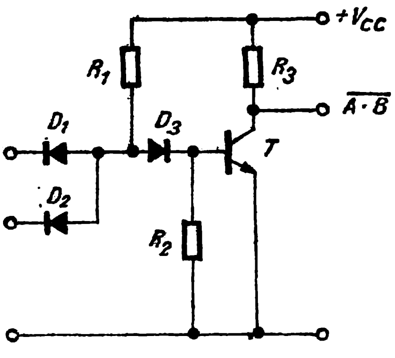


Fig. 16.18. Circuit integrat logic DTL.

Circuite integrate logice tranzistor-tranzistor (TTL)

Circuitele integrate TTL au rezolvat problema gabaritului și siguranței în funcționare a montajelor cu circuite logice.

Particularitățile componentelor integrate conduc la scheme (pentru circuitele integrate monolitice) mult diferite de variantele lor cu componente discrete. Integrarea monolitică beneficiază de aportul unor componente proprii deosebit de utile în circuitele logice, cum sînt tranzistoarele multicolector. Asemenea structuri sînt întîlnite foarte des în schema electrică a circuitelor logice integrate. În figura 16.19, a și b se dau schemele electrice și simbolurile unor asemenea structuri.

În continuare vor fi prezentate trei circuite logice realizate sub forma de capsule integrate la I.P.R.S.-Băneasa. Acestea sînt cele mai des utilizate.

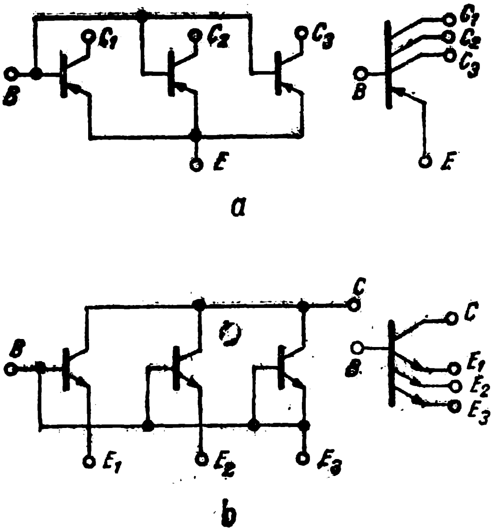


Fig. 16.19. Circuit integrat logic TTL.

De asemenea, intră în componența montajelor practice prezentate la sfîrșitul capitolului

a. Circuitul integrat inversor (NU)

I.P.R.S.-Băneasa fabrică circuite inversoare integrate de tipul CDB404E cu echivalentele străine SN 7404, EJH 241, MIC 7404, SFC 404E. Caracteristic acestor circuite este ieșirea în contratimp.

Alte circuite sînt CDB 405E cu echivalentele SN 7405, FJH 251, MIC 7405 și SFC 405 E. Toate au ieșirile cu colectorul în gol. De asemenea, Echivalentele sînt SN 7406 MIC 7406 SFC 406E.

În capsula CDB 404E se găsesc 6 inversoare de acest tip. În fig. 16.20, a,b se dau schema și conexiunile acestui circuit integrat.

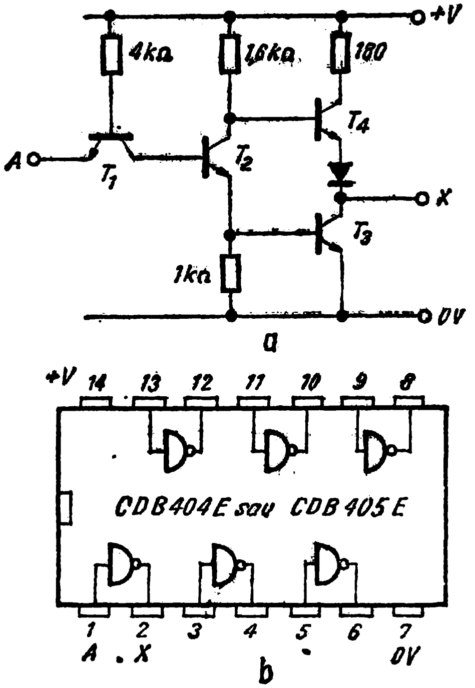


Fig. 16.20. Circuitul integrat logic CDB 404 E și CDB 405 E.

Avantajul acestui tip de ieșire, în contratimp, constă în realizarea unei impedanțe de ieșire mici în ambele stări logice, sensibilitate redusă la zgomot.

În montajele practice se întîlnesc situații cînd este nevoie de legarea mai multor ieșiri în paralel. Acest lucru nu se poate face, deoarece există posibilitatea ca unul din etaje să aibă ieșirea 0. În acest caz, tranzistorul final al acestuia ar trebui să suporte și curenții celorlalte ieșiri cu nivelul 1. Curenții mari duc la distrugerea tranzistoarelor finale. Pînă la 16 mA se poate garanta buna funcționare a circuitelor.

Se poate înlătura acest neajuns prin folosirea circuitelor cu colectorul în gol — CDB 405E. Acest circuit conține în aceeași capsulă 6 inversoare. Conectarea rezistenței exterioare se face ca în figura 16.21 (*R* ext. se cuplează în punctul *X* și + *V*). Ieșirea din circuit se ia tot de la *X* și masă (0 V).

Rezistența exterioară se alege între 500 Ω și 2,2 kΩ, valoarea ei fiind determinată de consumul de curent al etajului ce urmează după negator.

Avantajul acestor circuite constă în faptul că pot fi conectate mai multe ieșiri în paralel (fig. 16.22) Acest montaj se mai numește și „SI"-cablat.

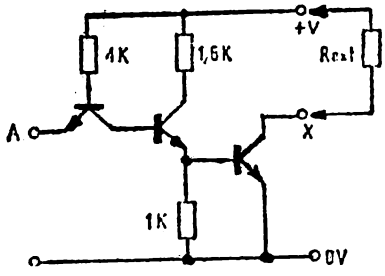


Fig. 16.21. Schema electrică a circuitului logic NU cu colectorul în gol.

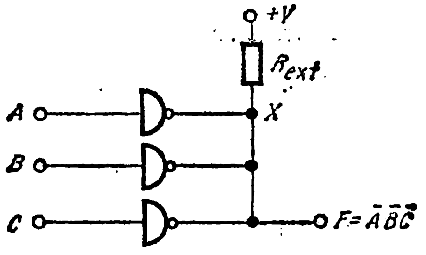


Fig. 16.22. Montaj SI-cablat.

Numărul de circuite „NU" cuplate în paralel se alege după dorință. Cele trei circuite s-au luat pentru exemplificare.

Timpul de propagare a unui semnal de la intrare la ieșire este de 10 ns pentru CDB 404E și de 24 ns pentru CDB 405E. De aici se poate trage concluzia că circuitul cu ieșire „totempole" este de două ori mai rapid decît inversorul cu colectorul în vînt, deci se poate folosi cu succes la frecvențe înalte (20 ... 25 MHz). Tensiunea de alimentare este de 5 V ± 5%. Se alimentează toate inversoarele simultan de la pinul 14.

b. Circuite integrate logice „SI"

I.P.R.S. fabrică circuite „SI" cu două intrări, fiind grupate cîte 4 circuite pe aceeași plăcuță de siliciu (în interiorul aceleiași capsule). Acestea poartă indicativul CDB 408E și CDB 409E. Echivalentele străine sînt: SN 7408 și SN 7409 (Texas Instruments); FJH 421 (PHILIPS), MIC 7408, MIC 7409 (ITT), SFC 408E și SFC 409E (SESCOSEM). Schemele și conexiunile acestor circuite integrate sînt date în figurile 16.23, a, b, c,

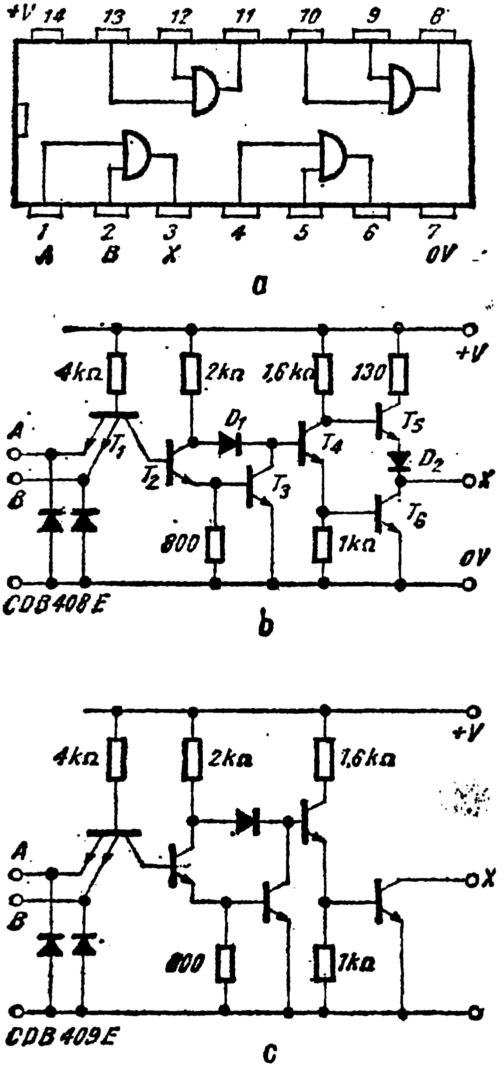


Fig. 16.23. Circuitele integrate logice CDB 408 E şi CDB 409 E.

Pentru a analiza funcţionarea lor, să considerăm un circuit „SI" din CDB 408E cu care se face montajul din figura 16.24.

Se conectează piciorușul 14 la o sursă de +5 V, iar piciorușul 7 la minusul aceleiaşi surse.

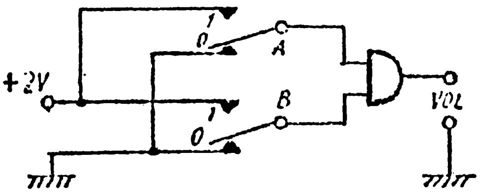


Fig. 16.24. Montaj logic cu poarta CDB 408 E.

În situaţia de pe figură, joncţiunea *EB* a tranzistorului T_1 (fig. 16.23, b) conduce, iar joncţiunea *CB* este blocată. Rezultă că tranzistorul T_2 este blocat (cu baza în vînt), T_3, de asemenea, este blocat. Prin dioda D_1, plusul bateriei de alimentare apare pe baza lui T_4, care conduce la saturaţie. Căderea de tensiune pe tranzistorul T_4 este foarte mică, astfel că tensiunea de alimentare se divide în principal pe cele două rezistenţe din emitor şi colector. Pe baza lui T_6 apare o tensiune pozitivă, care-l aduce în stare de conducţie la saturaţie. Căderea de tensiune pe el fiind foarte mică, la ieşire rezultă nivelul logic „0". Dacă se trece acum comutatorul *A* pe poziţia corespunzătoare nivelului 1, situaţia de mai sus nu se schimbă deoarece tranzistorul T_1 se menţine blocat prin emitorul de la intrarea *B*. Aceeaşi situaţie dacă *B* este pe poziţia 1 şi *A* pe poziţia 0. Dar dacă şi *A* şi *B* sînt pe poziţia 1 situaţia se schimbă. Anume, se deschide joncţiunea *BC* a tranzistorului T_1, iar ca urmare a acestui fapt baza lui T_2 se pozitivează puternic şi acesta intră în saturaţie. Căderea de tensiune pe rezistenţa de 800 Ω este suficientă pentru a satura tranzistorul T_3.

Tranzistorul T_4 se blochează, baza acestuia avînd un potenţial apropiat de al masei; T_4 blochează la rîndul lui pe T_6. Tensiunea pozitivă din colectorul lui T_4 contribuie la saturarea tranzistorului T_5. Astfel, plusul bateriei se regăsește în colectorul tranzistorului T_6, la ieșire apărînd nivelul logic 1. Aceste tipuri de circuite „SI" funcționează sigur pentru impulsuri (la intrare) de 2 V.

Circuitul „SI" din capsula CDB 409E funcționează asemănător celui de mai sus. Fiind de tipul cu colector în vînt, el se pretează la legarea în paralel a mai multor ieșiri, ceea ce nu se poate face cu circuitele CDB 308E cu ieșirea în contratimp.

c. *Porți logice „SI-NU" (NAND)*

Sînt cele mai utilizate în aplicațiile cu circuite TTL. În această privință excelează poarta NAND cu două intrări, motiv pentru care se va face o descriere detaliată a circuitului CDB 400E fabricat curent la I.P.R.S.-Băneasa.

Circuitul CDB 400E conține în aceeași capsulă patru porți SI-NU (Nand). Fiecare poartă poate fi folosită independent, realizînd funcția $F = AB$.

Capsula are 14 piciorușe, ale cărei conexiuni se dau în figura 16.25.

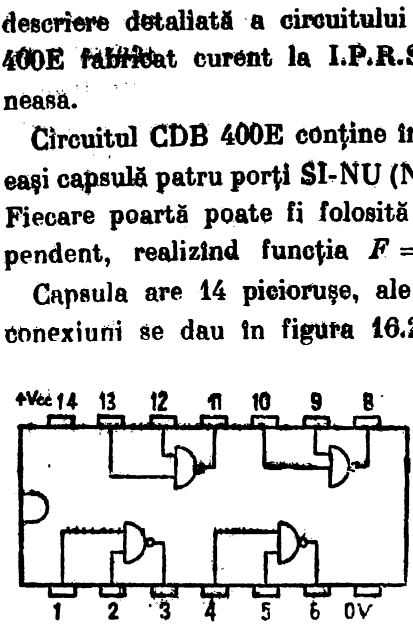


Fig. 16.25. Circuitul integrat logic CDB 400 E.

Caracteristicile descrise în continuare sînt valabile pentru oricare dintre porțile conținute de capsula CDB 400E.

Tensiunea de alimentare are valoarea tipică de 5 V și se aplică între piciorușele 14 (+5 V) și 7 (masă = 0 V).

Datele de catalog sînt garantate pentru cele mai grele condiții de sarcină, tensiune de alimentare și temperatură. La ieșirea unei porți se pot lega maximum 10 intrări ale altor porți logice (fanout = 10).

O singură poartă are nevoie pe fiecare intrare de maximum 0,8 V pentru a fi garantat la ieșire 1 logic.

De asemenea, tensiunea necesară unei intrări este de minim 2 V pentru ca la ieșirea porții nivelul să fie 0 logic. Deci, în intervalul 0,8 ... 2 V este interzis a se lua vreo valoare, ieșirea fiind caracterizată printr-o stare ambiguă (0 sau 1).

Curentul absorbit de o intrare este diferit, în funcție de nivelul logic necesar la ieșire. În caz că se dorește un nivel logic 1, o intrare va trebui să aibă nivel logic 0.

Curentul absorbit de la sursă va avea valoarea de 1 mA. În caz că ieșirea trebuie să aibă nivel logic 0, ambele intrări vor avea starea logică 1.

Fiecare intrare va absorbi un curent maxim de 40 μA (foarte mic în raport cu cel anterior).

În practică se ia o margine de siguranță de 0,4 V pentru ambele stări de la intrare, denumită și margine de zgomot în curent continuu. La fel se ia și o margine de siguranță pentru curentul absorbit de cele două stări logice.

Pentru a avea nivel 0 la intrare, trebuie ca sursa să dea un curent minim de 1,6 mA și o tensiune maximă de 0,4 V. În acest caz, la ieșirea porții va fi un nivel logic 1 garantat. În cazul nivelului logic 1 la intrare, sursa trebuie să furnizeze o tensiune minimă de 2,4 V, curentul absorbit fiind de maxim 40 μA.

Situația cea mai grea pentru sursă va fi aceea cînd trebuie să debiteze curentul de 1,6 mA.

Presupunînd că sursa este chiar o poartă ce comandă la rîndul ei 10 porți în paralel, curentul maxim debitat la ieșire va fi de 16 mA, iar tensiunea tot de 0,4 V.

Acesta este și curentul maxim dat de o poartă SI-NU, pe o sarcină de 250 Ω (minim) indicat în catalog.

Cunoscînd aceste date, să vedem cum se comandă o poartă logică de la un etaj cu un tranzistor montat în conexiune *EC*. Să urmărim figura 16.26,a. Tranzistorul este saturat. Prin el va trece un curent I_c (care poate fi oricît de mic) plus curentul de intrare al porții. Deci R_c poate lua orice valoare. Bineînțeles că $I_c + 1.6$ mA nu va depăși curentul maxim admisibil al tranzistorului. În figura 16.26, b s-a luat cazul în care tranzistorul este blocat. Prin rezistența R_c va trece numai curentul de poartă care în cazul nivelului 1 este de maximum 40 μA. De aici rezultă limita maximă a rezistenței R_c:

$$R_{c\,max} = \frac{Ecc - 2{,}4\ \text{V}}{0.04\ \text{mA}} = 65\ \text{k}\Omega.$$

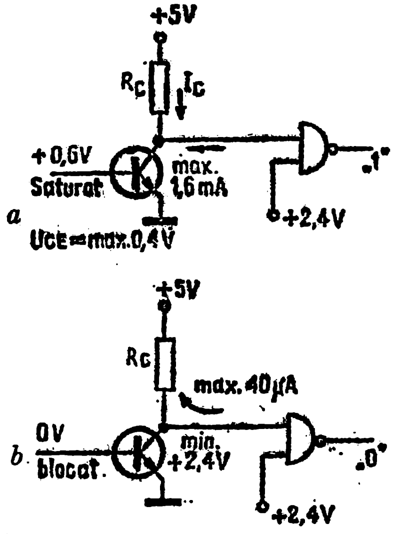


Fig. 16.26. Comanda unei porți logice.

Practic se alege o valoare între 3,3 și 10 kΩ, în funcție de utilizare.

Circuitele cu mai multe intrări au, în general, aceleași scheme electrice — dar tranzistorul de la intrare posedă un număr de emitori egal cu numărul intrărilor.

Circuitul CDB 410E (fig. 16.27, a) face parte din categoria SI-NU. Singura deosebire este aceea că posedă trei intrări. Ieșirea capătă nivel logic 0 dacă toate intrările au nivel logic 1. În rest pentru orice combinație de nivele la intrări, ieșirea rămîne în starea 1. Circuitul are aceleași caracteristici de transfer ca poarta CDB 400E. El se utilizează la realizarea circuitelor basculante bistabile, registre, decodificatoare etc. O capsulă conține trei porți SI-NU cu trei intrări.

Un alt circuit logic din aceeași categorie este CDB 420E (fig. 16.27, b). Această poartă SI-NU conține patru intrări. Cînd toate intrările sînt la nivel logic 1, ieșirea are nivel logic 0.

În rest, pentru orice combinație de nivele la intrări, ieșirea rămîne în starea 1.

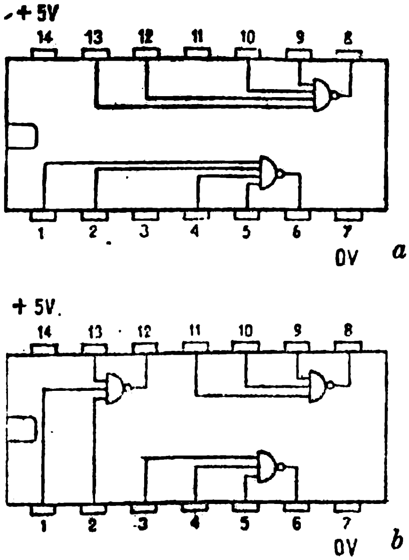


Fig 16.27. Circuitele integrate logice CDB 410 E și CDB 420 E.

Şi acest circuit are caracteristici identice cu CDB 400E și CDB 410E. O capsulă conţine două porţi SI-NU cu patru intrări.

Alimentarea se face la piciorușele 14 și 7 cu tensiunea de 5,25 V. Pentru seria SN/54, tensiunea de alimentare este de 5,5 V. Se va ţine cont ca la schemele cu colector în vînt să se conecteze rezistenţa exterioară. Nu se va depăși în nici un caz curentul maxim admis (în general 16 mA).

Există porţi care suportă la ieşire o tensiune de pînă la 40 V și un curent de 80 mA. Pentru fiecare caz în parte se va conecta sarcina adecvată.

De asemenea, la intrările A, B,... nu se va aplica o tensiune mai mare de 5 V (optim este de 2—2,5 V).

Numărul maxim de intrări pe capsulă al unui circuit logic SI-NU este de 8, fiind conţinut de circuitul integrat

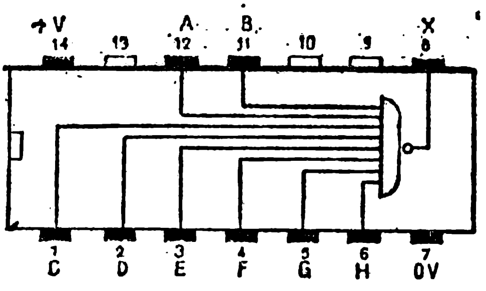


Fig. 16.28. Circuitul integrat logic CDB 420 E.

CDB 430E (fig. 16.28) și în acest caz sînt valabile toate recomandările de folosire amintite mai sus.

d. Poartă logică — trigger Schmitt

Generalităţi. De multe ori este necesară obţinerea unor semnale dreptunghiulare. Există în acest sens mai multe metode, una din ele constînd în transformarea unor semnale de o altă formă (sinusoidală, triunghiulară) în semnale dreptunghiulare.

Circuitul care s-a consacrat în îndeplinirea acestei funcţii de transformare este triggerul Schmitt. El se poate realiza cu tranzistoare sau cu circuite integrate. Există în familia TTL o capsulă (CDB 413E-I.P.R.S.-Băneasa) care conţine două triggere. Semnalul obţinut la ieşire este negat faţă de cel de la intrare.

Descriere și funcţionare. O capsulă CDB 413E conţine două circuite formatoare, avînd fiecare cîte 4 intrări (fig. 16.29). Cele două porţi realizează cîte o funcţie SI-NU cu 4 variabile (4 intrări). Astfel, $Y_1 = \overline{A_1, B_1, C_1, D_1}$ și $Y_2 = \overline{A_2, B_2, C_2, D_2}$. Modul de legare a unei porţi se indică în fig. 16.30. Capacitorul C_i separă o eventuală componentă continuă a semnalului aplicat la intrare. Rezistorul de 560 Ω

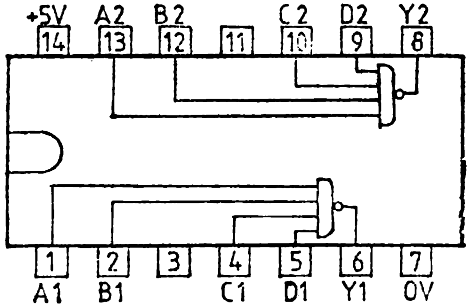


Fig. 16.29. Circuitul integrat logic CDB 413 E.

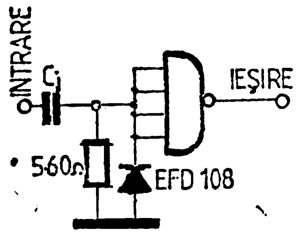


Fig. 16.30. Legarea unei porți logice — trigger Schmitt.

asigură nivelul 0 logic la intrarea triggerului în absența semnalului, iar dioda EFD protejează poarta în momentul apariției unor impulsuri negative.

Caracteristica unui trigger se dă în figura 16.31, a. Crescînd tensiunea de intrare se ajunge la pragul U_2, moment în care $U_{ieș}$ devine zero. Pentru orice valoare a tensiunii peste U_2, situația nu se schimbă. Scăzînd U_{in} sub U_2, ieșirea rămîne în continuare la nivel 0 logic pînă se ajunge la pragul U_1 cînd $U_{ieș}$ devine 1 logic.

Se constată deci un hysterezis al caracteristicii de transfer.

Aplicînd un semnal oarecare la intrare, se constată că $U_{ieș}$ respectă legea de variație descrisă mai sus (fig. 16.31, b).

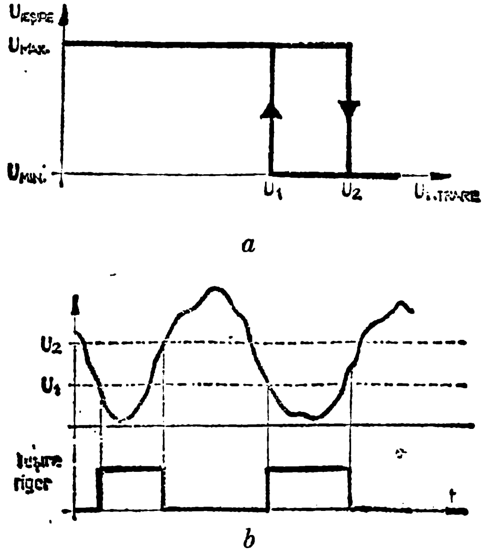


Fig. 16.31. Caracteristica unui trigger.

În figura 16.32 se poate urmări comportarea unui trigger Schmitt din capsula CDB 413E, la variația tensiunii de alimentare și a semnalului de intrare. Se observă că atîta timp cît valoarea tensiunii de intrare este de maxim 1,4 V, ieșirea își menține starea

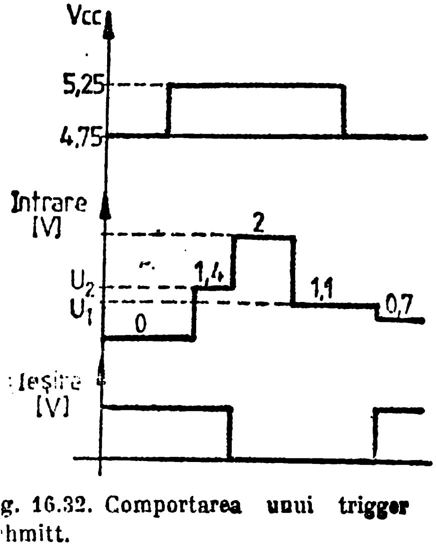


Fig. 16.32. Comportarea unui trigger Schmitt.

logică 1 (V_{OH} = min 2,4 V) atunci cînd tensiunea de alimentare variază între +4,75 V și +5,25 V. Depășind 1,4 V la intrare, ieșirea trece în 0 logic (V_{OL} = max 0,4 V), rămînînd neschimbată pentru orice valoare a tensiunii de intrare mai mare de 1,1 V, chiar dacă tensiunea de alimentare variază între limitele menționate mai sus.

Pentru ca ieșirea să treacă în 1 logic, trebuie ca tensiunea de intrare să scadă sub 1,1 V. Pragul de siguranță este 0,7 V.

Circuit integrat logic cu cuplaj prin emitor (ECL)

O dată cu apariția necesității unor calcule și execuții logice ultrarapide s-a impus necesitatea utilizării unei tehnologii adecvate. Această problemă a rezolvat-o circuitele logice bipolare integrate cu cuplaj prin emitor. Timpul de propagare a semnalului este extrem de redus (1—4 ns). Principalul dezavantaj al acestor tipuri de circuite îl constituie consumul foarte mare de putere.

În figura 16.33 se dă schema unui circuit tipic ce realizează funcția SAU-NU. Tranzistorul T_3 împreună cu T_1 (respectiv T_2) formează un etaj diferențial cu cuplaj prin emitor. Tranzistorul T_3 primește în bază o tensiune de referință V_{ref}. Acest semnal reprezintă bariera dintre nivel logic 1 și nivel logic 0.

Dacă pe intrarea *A* (sau *B*) se aplică un semnal mai mare decît U_{ref} (nivel logic 1), tranzistorul T_1 (sau T_2) se saturează (nivel logic 0), iar T_3 se blochează.

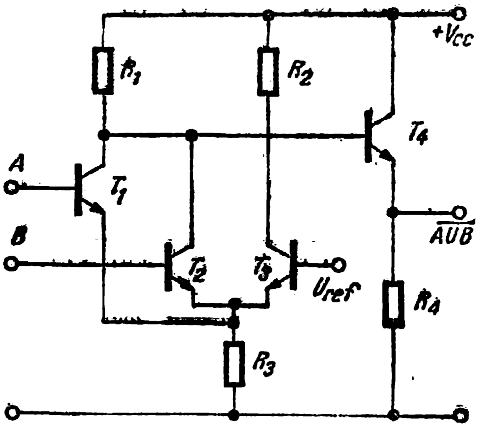


Fig. 16.33. Circuit integrat logic ECL (SAU-NU).

Semnalul din colectorul lui T_1 (respectiv T_2) se transmite la ieșire prin intermediul tranzistorului T_4.

Circuite integrate logice de injecție (I^2L)

Aceste circuite au apărut în urma celor în tehnologie TTL. Față de acestea din urmă au următoarele avantaje:

— densitate mare de integrare (de 5—10 ori mai mare decît în cazul TTL)

— consum de putere redus (de 100 pînă la un milion de ori mai mic).

Totuși au un dezavantaj care face ca circuitul TTL să fie de neînlocuit și anume viteza de lucru. La circuitele I^2L aceasta este de 3 ori pînă la 25 ori mai mică decît în cazul circuitelor integrate în tehnologie TTL.

În principal, un operator elementar logic (de exemplu, invertorul) realizat în tehnologia I^2L constă dintr-o pereche de tranzistoare complementare. După cum se poate urmări pe figura 16.34 schema electrică este formată din tranzistorul T_2 ce posedă mai

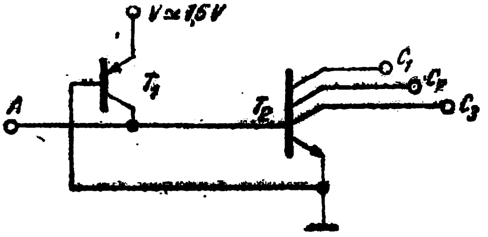


Fig. 16.34. Operator elementar logic (I^2L).

multe colectoare (similar tranzistorului multiemitor de la circuitele TTL).

Acesta este de tip *npn* și funcționează ca invertor (circuit NU). Tranzistorul T_1 este de tip *pnp* și funcționează ca generator de curent. Din aceste tipuri de circuite logice integrate lipsesc rezistențele care disipă o mare putere în cazul circuitelor TTL. Acest avantaj și altele ce decurg din însăși structura sa tehnologică face ca tehnologia I^2L să înlocuiască circuitele TTL în multe aplicații.

CIRCUITE INTEGRATE MOS

Dacă circuitele integrate TTL au avantajul unei viteze mari de lucru, circuitele MOS au avantajul consumului redus și densității mari de componente pe mm^2.

Tehnologic, aceste circuite logice au în compunerea lor tranzistoare cu efect de cîmp cu poartă izolată de tip MOS. Această tehnologie excelează în aplicații ca: memorie de mare capacitate, microprocesoare etc.

Cele mai importante avantaje ale tehnologiei MOS sînt:

— precizie ridicată a parametrilor tranzistoarelor;

— consum redus de energie;

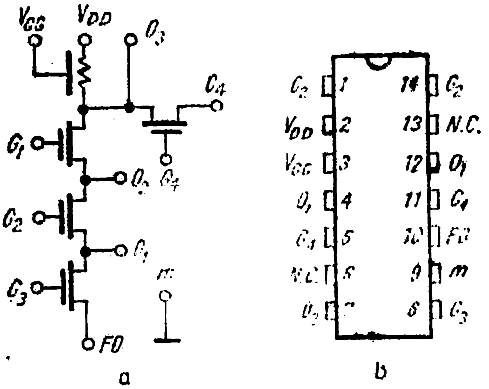


Fig. 16.35. Poarta logică multifuncțională ROM 01.

— tehnologie simplă în comparație cu cea TTL;

— circuitele logice conțin numai tranzistoare MOS și în acest mod sînt mai simple.

Poarta logică multifuncțională

C.C.S.I.T.S. fabrică un circuit integrat monolitic, realizat în tehnologie PMOS standard, cu poartă dealuminiu. Circuitul poate fi folosit pentru familiarizarea cu aceste tipuri de circuite cît și ca poartă elementară în simularea unor circuite integrate complexe. În figura 16.35, a se dă schema internă a circuitului, iar în figura 16.35, b conectarea la piciorușele capsulei. Pentru a arăta modul de utilizare a circuitului se dau două exemple de conectare în vederea obținerii a 2 circuite logice, și anume: SI-NU (fig. 16.36) și SAU-NU (fig. 16.37).

ATENȚIE! Păstrarea sau manipularea circuitelor MOS se efectuează cu piciorușele unite printr-un fir conductor roluit sau înfipte într-o foiță de staniol. În acest mod se înlătură pericolul distrugerii joncțiunilor tranzis-

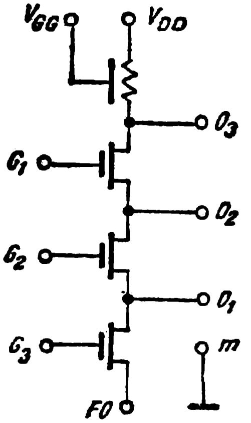


Fig. 16.36. Circuit SI-NU cu ROM 01.

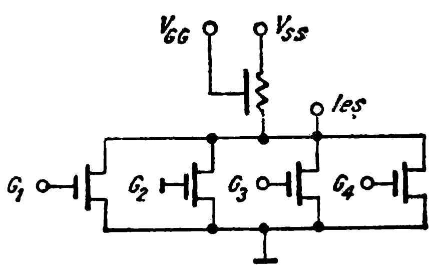


Fig. 16.37. Circuit SAU-NU cu ROM 01.

toarelor MOS prin acumulare de sarcini electrostatice.

Tensiunea tipică pentru V_{DD} este de —14 V, iar pentru Vcc de —28 V.

CIRCUITE INTEGRATE CMOS (MOS COMPLEMENTAR)

În foarte multe aplicații, circuitele logice TTL sînt înlocuite de circuitele logice integrate în tehnologie CMOS. Aceste circuite conțin tranzistoare MOS cu canale de ambele polarități. Consumul static de putere al acestora este de 10 nW/poartă, extrem de scăzut față de cel al circuitelor TTL.

Un avantaj față de circuitele MOS — simplu canal îl reprezintă tensiunea de alimentare care este cuprinsă în domeniul 3 ....15 V, ceea ce ușurează combinarea circuitelor CMOS cu TTL în diverse aplicații.

Schema de principiu a unui inversor CMOS se poate urmări pe figura 16.38, a. Sursa și substratul tranzistorului T_1 sînt conectate la masă, în timp ce sursa și substratul tranzistorului T_2 sînt conectate la tensiunea de alimentare $+Us$. Dacă semnalul de intrare este zero logic (tensiune nulă), tranzistorul T_2 este polarizat și conduce în timp ce T_1 este blocat. La ieșire se obține tensiunea $+Us$(nivel 1). Dacă la intrare se aplică o tensiune egală cu $+Us$ (nivel logic 1), la ieșire se obține o tensiune minimă 1 logic, deoarece tranzistorul T_2 se blochează, iar T_1 conduce.

Deoarece intrarea unei porți CMOS prezintă o capacitate mică (sub 1 pF) și un curent de scurgere mic (sub 1 μA) se produc acumulări de sarcini electrostatice. Ca urmare se prevăd circuite de protecție cu diode. Circuitul complet, cu protecție, se dă în figura 16.38,b. O capsulă CD 4049 conține 6 asemenea porți inversoare. Conexiunile la pinii acesteia se dau în figura 16.39.

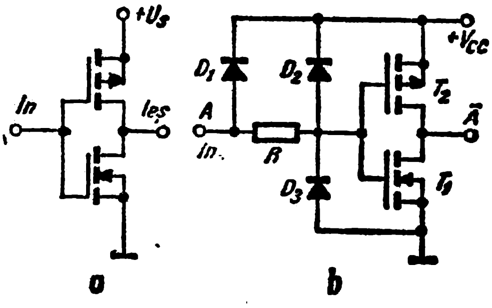


Fig. 16.38. Schema de principiu a unui inversor CMOS.

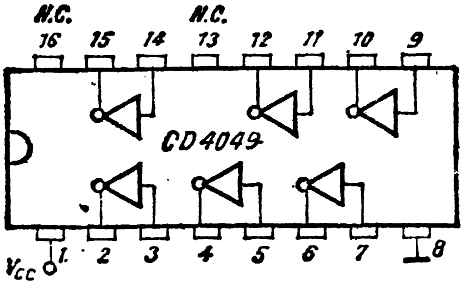

N.C.
N.C.
16 15 14 13 12 11 10 9
CD4049
Vcc 1 2 3 4 5 6 7 8

Fig. 16.39. Conexiunile capsulei CD 4049.

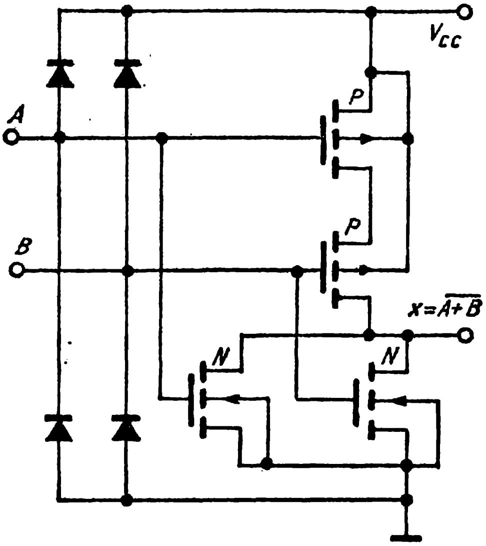

Vcc
A
B
P
P
N
N
$X=\overline{A+B}$

Fig. 16.40. Schema unei porţi logice SAU NU (CMOS).

În figura 16.40 se dă schema unei porţi logice SAU-NU realizată în tehnologie CMOS. Intrările sînt protejate contra străpungerilor accidentale prin acumulare de sarcini electrostatice. Dacă pe una din intrări SAU pe cealaltă se aplică un nivel de tensiune apropiat de *Vcc* (logic 1), la ieşire apare potenţialul masei (logic 0). Într-o capsulă CD 4001 (fig. 16.41, a) se găsesc patru porţi SAU-NU cu cîte două intrări fiecare. În figura 16.41, b se poate urmări schema electrică a unei porţi logice SI—NU realizată în aceeaşi tehnologie. Intrările sînt de asemenea protejate contra străpungerii electrostatice. Dacă pe intrarea *A* ŞI pe intrarea *B* se aplică un nivel de tensiune apropiat de *Vcc* (logic 1), la ieşire apare potenţialul masei (logic 0). Într-o capsulă CD 4011 sînt 4 operatori SI—NU cu cîte două intrări (fig 16.42.).

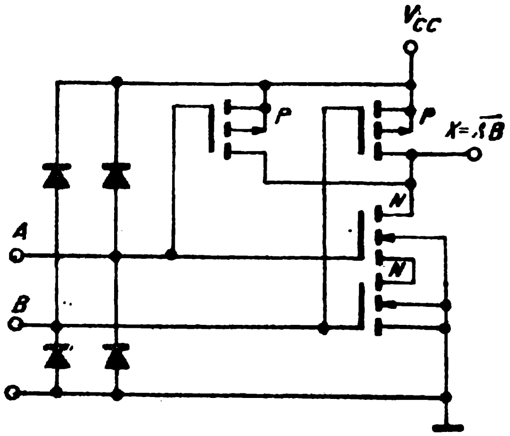

Vcc
P
P
$X=\overline{AB}$
N
N
A
B

Fig. 16.41. Schema unei porţi logice SI-NU.

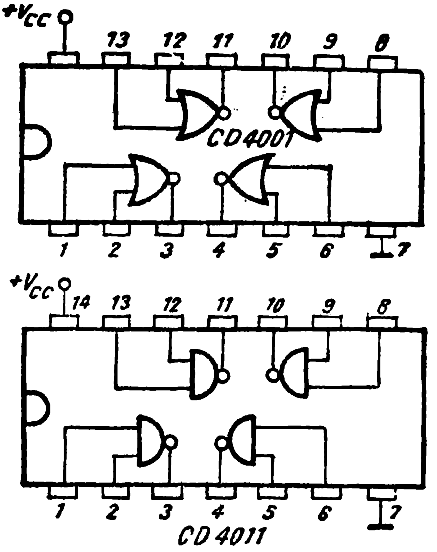

+Vcc
13 12 11 10 9 8
CD4001
1 2 3 4 5 6 7
+Vcc
14 13 12 11 10 9 8
1 2 3 4 5 6 7
CD 4011

Fig. 16.42. Circuitul integrat logic CD 4001 (patru porţi SAU-NU — fig. 16.40) şi CD 4011 (patru porţi SI-NU — fig. 16.41).

MONTAJE CU CIRCUITE (PORŢI) INTEGRATE LOGICE

Indicator de volum (VU-metru)

Montajul prezentat în figura 16.43 poate fi ataşat unui amplificator, casetofon, magnetofon sau chiar radioreceptor. Poate fi gradat în decibeli, waţi sau procente. În cazul unui amplificator stereo sînt necesare două asemenea montaje. Pentru fiecare canal se prevăd cîte 6 LED-uri. Ultimul (L_6) este prevăzut a fi reglat pe începutul zonei de distorsionare a amplificatorului.

Elementul central al VU-metrului îl constituie capsula integrată CDB 405E care conţine 6 circuite logice NU cu colectorul în gol. Pe ieşirea fiecărui negator se conectează cîte o diodă luminiscentă în serie cu cîte o rezistenţă de protecţie a tranzistorului de la ieşirea acestuia. Intrările tuturor circuitelor negatoare se conectează la un divizor potenţiometric format din rezistoarele R_2...R_7. Acestea se aleg astfel încît aprinderea LED-urilor să urmeze o lege aproximativ exponenţială. Divizorul potenţiometric este alimentat de tranzistorul T care lucrează ca repetor pe emitor. Între ieşirea de difuzor şi tranzistor se intercalează un detector cu dublare de tensiune. Dioda D_3(PL5V6Z) are rolul de a proteja montajul în cazul unei tensiuni excesive pe intrare.

Reglajul montajului se face fără a se monta tranzistorul T. La pinul 13 al circuitului integrat (comun cu rezistenţa R_2) se conectează +5 V. Se reglează R_7 astfel încît toate diodele LED să fie aprinse, iar L_6 să fie la

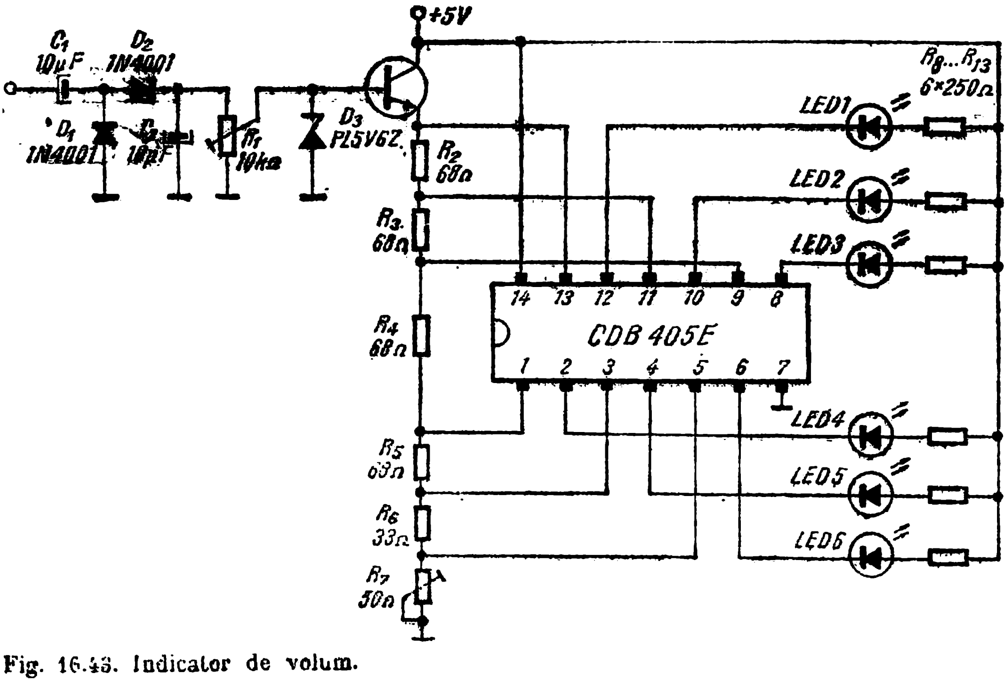


Fig. 16.43. Indicator de volum.

limita de a se stinge. După aceasta se conectează tranzistorul, iar la intrare se cuplează sursa de semnal la volumul maxim. Se reglează R_1 astfel ca toate diodele să lumineze, excepție făcînd L_6 care trebuie să înceapă să lumineze în momentul cînd amplificatorul intră în zona cu distorsiune mai mare de un procent stabilit după dorință.

ATENȚIE!

1. Dacă diodele nu luminează suficient se micșorează valoarea rezistenței serie, dar se va avea grijă ca să nu treacă un curent mai mare de 16 mA.
2. Nu se va lucra fără dioda D_3. Se poate distruge tranzistorul și intrările circuitului integrat.
3. Reglarea ritmului (constantei de răspuns a circuitului) se realizează din C_2.
4. Schimbînd valorile rezistoarelor $R_3 ... R_8$ se poate obține orice lege de aprindere a LED-urilor.

Cifru electronic cu circuite logice

O aplicație simplă a circuitelor logice „SI" o reprezintă dispozitivul descris mai jos (fig. 16.44). Acesta se bazează pe aplicarea simultană a unui semnal pozitiv la intrările circuitului „SI". În acel moment, la ieșire apare un potențial care deblochează un tranzistor. Acesta, la rîndul lui, acționează dispozitivul electromecanic pentru deblocarea încuietorii. Asupra mecanismului electromecanic nu insistăm, deoarece fiecare amator poate să-și imagineze unul în funcție de materialele disponibile.

Circuitul SI poate avea un număr dorit de intrări identic cu numărul de comutatoare. În figura 16.44 este dat un exemplu cu patru comutatoare. Numărul lor este luat arbitrar. De asemenea, numărul pozițiilor fiecărui comutator. Cu cît acest număr este mai mare, cu atît probabilitatea de a determina pozițiile exacte este mai mică, pentru un neștiutor al cifrului.

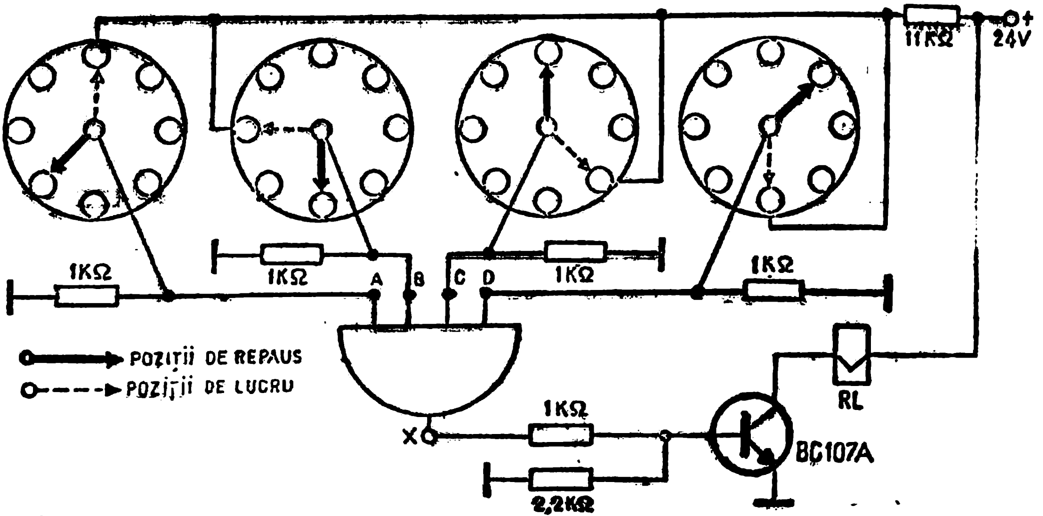


Fig. 16.44. Cifru electronic.

În repaus, comutatorul ocupă o poziţie arbitrară. Pentru a acţiona electromagnetul *RL*, trebuie ca toate comutatoarele să se afle pe poziţiile desenate punctat.

Circuitul SI se realizează cu componente electronice discrete sau cu circuite integrate.

În figura 16.44 se utilizează numai jumătate din capsula CDB 420E, conexiunile fiind specifice circuitelor cu colectorul în vînt (a se vedea paragraful despre circuitul NU.

Alimentarea şi conexiunile circuitelor integrate au fost expuse în prima parte a materialului. Cifrul din figură este un exemplu, aşa că fiecare constructor îşi alege contactele pe care să le alimenteze cu tensiune.

ATENŢIE!: — Alimentarea circuitului logic se face cu 5 V, care pot fi obţinuţi şi de la sursa de 24 V cu ajutorul unei diode PL5V1Z.
— Neconectarea unuia din rezistoarele de 1 kΩ duce la defectarea circuitului integrat.

Turometru

Oricine cunoaşte utilitatea unui asemenea instrument pe bordul unui automobil. Menţinerea turaţiei motorului în apropierea valorii optime duce la obţinerea unui randament maxim, exploatare raţională şi consum minim de carburant.

Simplitatea montajului constă în faptul că întreaga parte electronică este formată din 3 porţi NAND (fig. 16.45).

La intrare semnalul se preia de la bobina de inducţie, iar citirea rotaţiei arborelui cotit se face pe un miliampermetru gradat direct în rotaţii/minut.

Etalonarea se face prin comparare cu alt turometru sau cu frecvenţe diferite luate de la un generator aplicînd formula $n = f \cdot 30\ k\,z$, în care f — frecvenţa în Hz; k — tipul motorului în 2 sau 4 timpi; z — numărul de pistoane. Circuitul integrat poate fi un CDB 400.

Tester radio-TV

Aparatul descris în continuare este un generator de armonici cu domeniul cuprins între 1 kHz şi sute de megahertzi. Limita superioară a frecvenţei este dată de tipul de tranzistor folosit. Plaja acoperită fiind foarte mare, puterea pe o armonică este destul de

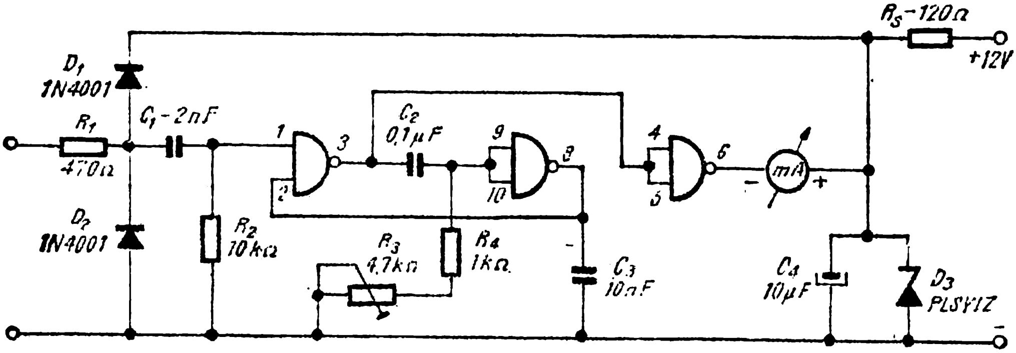


Fig. 16.45. Turometru.

mică, dar suficientă pentru testarea amplificatoarelor de FI, RF şi FÎF din televizoare şi aparatele de radio.

Schema conţine un oscilator de bază şi un generator de armonici (fig. 16.46).

Oscilatorul conţine trei porţi (P_1, P_2, P_3) dintr-o capsulă de tip CDB 400E. Poarta P_4 are rolul de separator. Frecvenţa de oscilaţie este în jur de 1 kHz; ea se poate modifica uşor prin schimbarea valorii rezistenţei R_1 sau a capacitorului C_2.

Generatorul de armonici nu face altceva decît să deriveze fronturile pozitive ale impulsurilor cu frecvenţa de repetiţie de 1 kHz.

Bobina se realizează pe un tor de ferită sau în aer. În acest ultim caz se va prevedea un ecran magnetic pentru oprirea radiaţiei parazite. Lăţimea impulsurilor depinde în mare măsură de tipul de tranzistor folosit. De aici apare şi limita superioară a armonicilor.

Capacitorul C_4 (plachetă ceramică) se conectează cît mai aproape de capătul bobinei şi la punctul cel mai apropiat, de masă.

Alimentarea se face de la o baterie de 4,5 V sau de la un alimentator stabilizat cu diodă Zener. Se poate folosi un transformator de sonerie. Diodele redresoare pot fi de orice tip, trebuind să suporte un curent minim de 40—80 mA. Tensiunea continuă se stabilizează pentru a nu distruge circuitul integrat. Dioda Zener poate avea o valoare cuprinsă între 4,7 şi 5,1 V. Cu ajutorul comutatorului *K* se face trecerea de pe baterie pe reţea. Ieşirea către sondă se face printr-o bucată de cablu coaxial cu impedanţa caracteristică de 50—75 Ω.

Dacă oscilatorul *RC* se înlocuieşte cu unul cu cuarţ, se obţine un calibrator deosebit de util radiamatorilor în în US şi UUS.

Punerea în funcţiune se face pe etaje; mai întîi se controlează alimentatorul, apoi se alimentează oscilatorul. Cu ajutorul unei capsule receptoare se ascultă tonul de circa 1 kHz (la ieşirea porţii P_4). Dacă totul este în ordine, se montează tranzistorul. Verificarea funcţionării generatorului se face cu ajutorul unui radioreceptor portabil. Apropiind generatorul de antena acestuia, se va auzi tonul în difuzor. Dacă nu, se inversează legăturile bobinei de 5 spire.

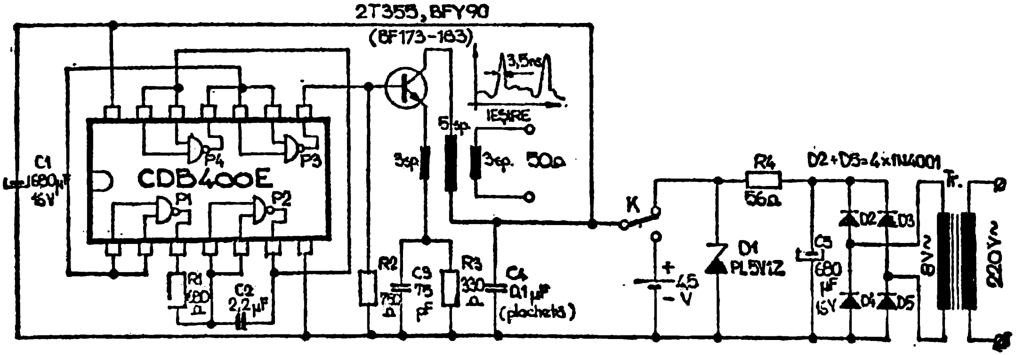


Fig. 16.46. Tester radio-tv.

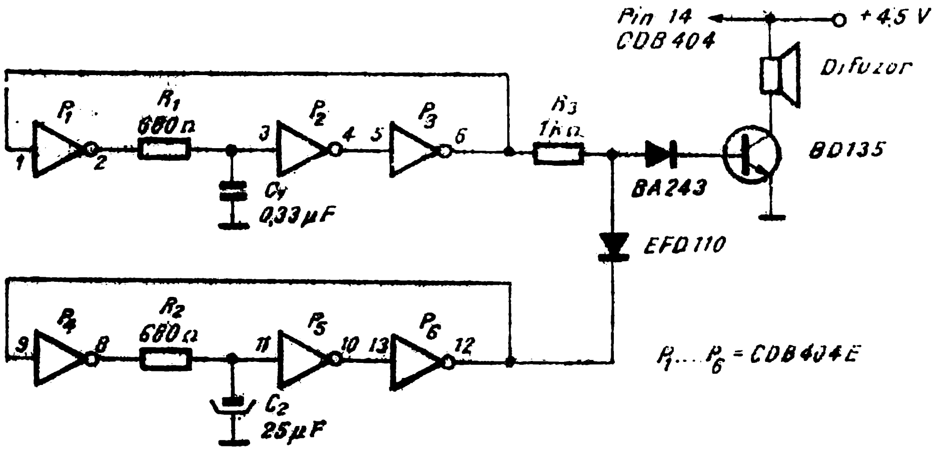


Fig. 16.47. Canar electronic.

Canar electronic

Pentru familiarizarea cu circuitele basculante astabile realizate cu negatoare se propune o schemă de amuzament (fig. 16.47).

Folosind un circuit integrat TTL tip CDB 404E se poate imita electronic cîntecul canarului. Integratul conține 6 inversoare. Inversoarele *1*, *2* și *3* sînt conectate într-o schemă de circuit basculant astabil (multivibrator) a cărui frecvență de circa 1,5 ... 3 kHz este aplicată unui tranzistor amplificator ce are ca sarcină un difuzor cu impedanța de 8 Ω și puterea 0,5 ... 3 W.

Porțile *4*, *5* și *6* formează un alt circuit basculant astabil, cu frecvența de cîțiva hertzi. Acest semnal se aplică prin intermediul unei diode tot în baza tranzistorului. Cînd la ieșirea negatorului P_6(pin 12) apare nivel logic zero (masă), baza tranzistorului este conectată la masă prin dioda EFD 110 blocîndu-l. Dacă ieșirea 12 trece în „1“ logic, dioda EFD 110 se blochează și semnalul audio este amplificat și redat în difuzor. Tonul canarului se modifică din rezistorul R_1 sau capacitorul C_1. O valoare mai mică a unuia dintre aceste elemente duce la ridicarea frecvenței, iar o valoare mai mare la îngroșarea tonului.

Montajul se asamblează pe o plăcuță de cablaj imprimat și se introduce într-o jucărie. În locul difuzorului se poate monta o capsulă receptoare telefonică.

Alimentarea se poate lua de la o baterie de 4,5 V.

ATENȚIE! Inversarea polilor poate duce la distrugerea integratului.

Capitolul 17

CIRCUITE BASCULANTE

ing. ANDRIAN NICOLAE

În multe aplicaţii este nevoie de un element care să prezinte 2 stări diferite, cu posibilitatea de a trece dintr-o stare în cealaltă, fără sau în urma unei comenzi exterioare. Orice circuit electric care are această caracteristică se încadrează în categoria dispozitivelor cunoscute de obicei sub numele de circuite basculante. Aceste circuite fac parte din categoria circuitelor combinaţionale. Circuitele basculante sînt elementele care stau la baza realizării unor categorii importante de circuite digitale cu multiple aplicaţii în prelucrarea numerică a informaţiei: registrele, numărătoarele şi memoriile. Tot circuitele basculante ajută la realizarea unor dispozitive simple de automatizări, divertisment etc. Printre acestea enumerăm: generatoare de test radio-tv, manipulatoare pentru telegrafie, temporizatoare foto, telecomandă cu memorie, circuite de lumină dinamică pentru pomul de iarnă etc.

Circuitele basculante se clasifică după numărul stărilor stabile şi anume:

— circuite basculante bistabile (CBB) — cu două stări stabile;

— circuite basculante monostabile (CBM) — cu o stare stabilă;

— circuite basculante astabile (CBA) — fără stări stabile

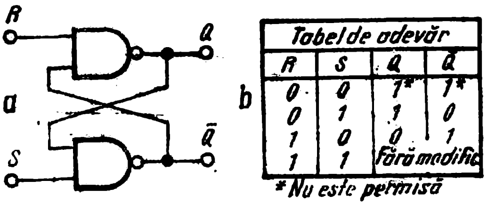
CIRCUITE BASCULANTE BISTABILE (CBB)

După cum s-a menţionat, aceste circuite au caracteristic două stări stabile în timp, trecerea dintr-una în cealaltă efectuîndu-se numai în urma unei comenzi exterioare. După modul de comandă şi de stările disponibile acestea pot fi de tip *R—S*, *J—K*, *D* sau *T*.

În continuare vor fi analizate pe rînd (cele mai uzuale), insistîndu-se asupra capsulelor integrate de fabricaţie I.P.R.S. — Băneasa.

Circuitul basculant tip R—S

În figura 17.1 se dă un circuit basculant bistabil simplu, realizat cu porţi SI—NU(1/2 CDB 400E). Circuitul are două intrări de comandă şi două ieşiri. Intrările *R* (reset) şi *S*(set) care se mai numesc şi „clear“ şi „preset“ sînt considerate intrări de comenzi



Tabel de adevăr			
R	S	Q	$\bar{Q}$
0	0	1*	1*
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	Fără modific	

*Nu este permisă

Fig. 17.1. Circuit basculant bistabil fundamental (circuit „latch“ R-S).

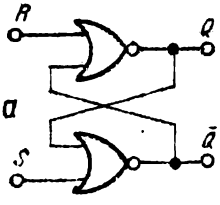
asincrone, întrucît ieşirea se modifică imediat ce se modifică una din intrări. Pentru porţile prezentate, notaţiile 0 şi 1 din tabelul de adevăr reprezintă, în logica pozitivă, tipic 0,2 V şi respectiv 3,3 V. Din tabelul 17.1, b ies în evidenţă cele 4 stări distincte. Deoarece $\bar{Q}$ este inversul lui Q, ori de cîte ori $R = S = 0$, starea $Q = \bar{Q} = 0$ nu este permisă. Figura 17.2, a reprezintă un circuit $R-S$ realizat cu porţi SAU—NU (1/2 CDB 402 E). Din tabelul de adevăr 17.2,b se vede că: pentru $R = 1$, $S = 0$ şi $S = 1$, $R = 0$, ieşirile sînt identice cu cele ale circuitului din figura 17.1. Diferenţele reprezintă rezultatul deosebirilor dintre funcţiile logice realizate de circuitele ŞI—NU şi SAU—NU. Şi în acest caz starea $R = S = 1$ şi $Q = \bar{Q} = 0$ nu este permisă. Acest circuit, după cum s-a arătat, este limitat numai la un mod de operare asincron. Adesea este necesar să existe o intrare de tact la bistabil, astfel ca dispozitivul să poată funcţiona simultan (sincron) cu toate celelalte dispozitive ale unui sistem.

Aceasta a fost o cerinţă care a dus la realizarea unor tipuri de bistabile mult mai necesare.

Circuitul basculant tip J—K.

Unul dintre multiplele tipuri, şi cel mai folosit în acelaşi timp, este circuitul basculant bistabil (MASTER-SLAVE) de tipul $J-K$ (fig. 17.3). Acesta este format din două circuite de felul celor din figura 17.1 conectate în serie. Primul este denumit „master“, iar al doilea „slave“. Acest circuit are două intrări de date, J şi K, şi una de tact T.

Tabela de adevăr (fig. 17.4) arată că toate cele 4 stări posibile ale intrării generează stări diferite la ieşire. Tabela este identică cu cea a circuitului bistabil tip $R-S$ ($J = S$. $K = R$), cu o excepţie: a patra condiţie este $J = K = 1$. Cînd această condiţie de intrare există şi bistabilului i se aplică impulsul de tact, ieşirea îşi modifică starea. În figura 17.4,b se dă o tabelă de semnale de stări. Dacă se cunoaşte starea Q_n anterioară tactului şi se



b

Tabel de adevăr			
R	S	Q	$\bar{Q}$
0	0	fără modific.	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0*	0*

* Nu este permisă

Fig. 17.2. Circuit R-S cu porţi SAU-NU.

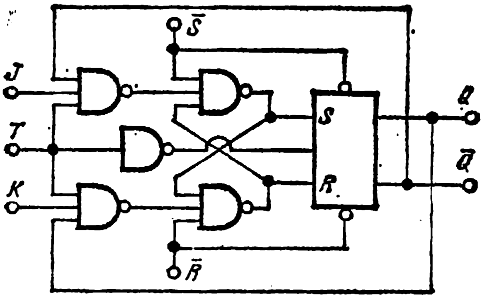


Fig. 17.3. Circuit basculant bistabil MASTER-SLAVE (tip J-K).

J	K	Q_{n+1}
0	1	0
1	0	1
0	0	Q_n
1	1	$\bar{Q}_n$

a

Tabel de stări			
Q_n	Q_{n+1}	J	K
0	0	0	X
0	1	1	X
1	0	X	1
1	1	X	0

b

Fig. 17.4. Tabela de adevăr a circuitului tip J-K.

dorește să se obțină o ieșire $Q_n + 1$ după impulsul de tact, se poate urmări ce nivele sînt necesare la intrările J și K.

Sînt unele circuite basculante bistabile care au mai multe intrări J și mai multe intrări K legate între ele prin porți interne care duc la eliminarea porților externe în multe aplicații. Un astfel de circuit este conținut de capsula CDB 472E. Circuitul CDB 472E reprezintă un bistabil „J—K MASTER-SLAVE FLIP-FLOP". Într-o capsulă se găsește un singur bistabil. Reprezentarea simbolică a acestuia se dă în figura 17.5, (sus), iar conexiunile capsulei se dau în figura 17.5, (jos). Pentru aplicații speciale s-au prevăzut cîte trei intrări pentru J și trei pentru K. În acest caz tabela de adevăr rămîne aceeași dacă valoarea trecută în dreptul lui J este luată simultan de cele trei intrări (J_1; J_2; J_3). La fel pentru (K_1, K_2; K_3). Circuitul prezintă și două intrări pentru poziționarea inițială (R și S). Dacă $S = 0$, ieșirea Q ia valoarea 0 indiferent de valoarea lui J sau K. Intrarea S se folosește pentru aducerea la 0 a circuitului basculant bistabil. Impulsul pentru aducerea la 0 poate fi oricît de scurt ca durată. Pentru a înțelege mai bine tabela de adevăr în cele 4 cazuri, s-a exemplificat printr-o diagramă de impulsuri (fig. 17.6). Momentele schimbărilor logice ale lui J și K sînt arbitrare. Tot timpul s-a considerat că $R = 1$ și $S = 1$.

O primă concluzie este aceea că bistabilul comută pe frontul negativ al tactului, deci bascularea se face în momentul modificării nivelurilor logice la intrările J și K. Este indicat să nu se modifice starea intrărilor J și K simultan cu căderea tactului în 0 (pot apărea situații ambigue). Cazul A corespunde cu plecarea bistabilului din starea 0. Cazul B presupune că bistabilul se afla inițial în starea 1.

Dacă se analizează cazul A, se observă nemodificarea stării bistabi-

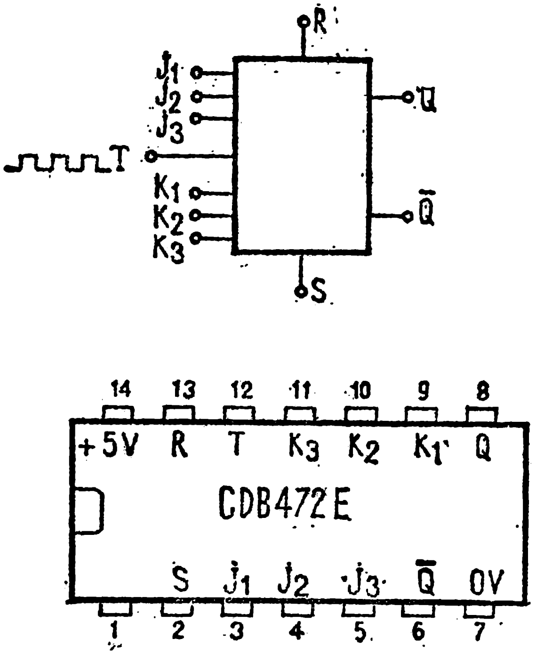


Fig. 17.5. Circuitul basculant bistabil MASTER-SLAVE, CDB 472E.

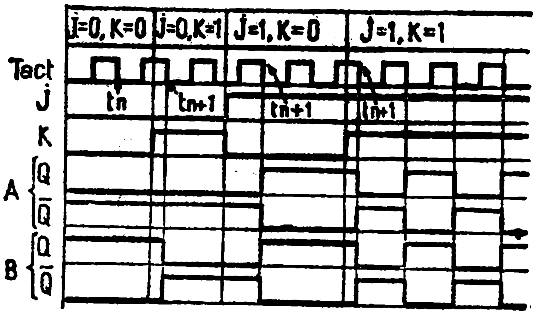


Fig. 17.6. Diagrama de impulsuri a CBB din capsula CDB 472E.

lului cînd $J = 0$ şi $K = 1$ (rămîne în starea în care se găseşte). Fiind în starea 0 (cînd $J = 0$ şi $K = 1$) nu se modifică ieşirea Q. Dacă se consideră cazul B, se observă neschimbarea stării bistabilului în prima etapă, dar cînd $J = 1$ şi $K = 1$, ieşirea Q se modifică la sfîrşitul impulsului de tact. În cazul $J = 1$ şi $K = 0$, rezultă $Q = 1$ la finele următorului impuls de tact ($T + 1$). Dacă bistabilul se găsea în starea 1, rămînea în continuare în această stare (se presupune că din repaus se pleca cu $Q = 1$; $J = 1$ şi $K = 0$). Cazul $J = 1$ şi $K = 1$ este cel mai interesant, deoarece bistabilul basculează la fiecare tact, la ieşirea Q obţinîndu-se frecvenţa tactului împărţită la doi. Deci se poate folosi ca divizor de frecvenţă (fig. 17.7).

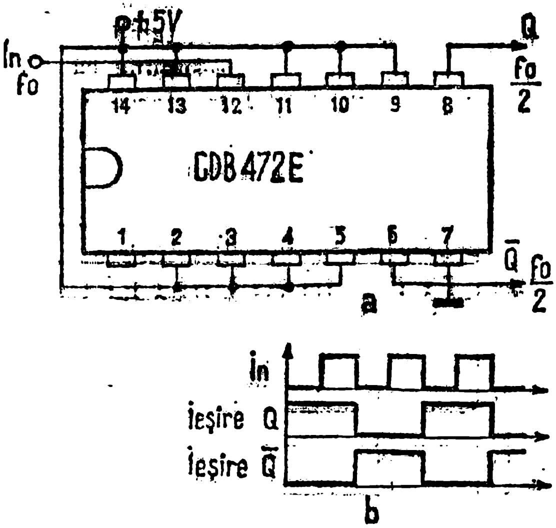


Fig. 17.7. Divizor de frecvenţă cu CDB 472E.

Capsula CDB 473 E conţine două circuite basculante bistabile de tip $J—K$ (fig. 17.8). Tabela de adevăr este identică cu a circuitului basculant CDB 472E.

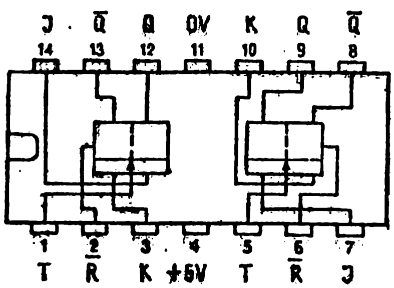
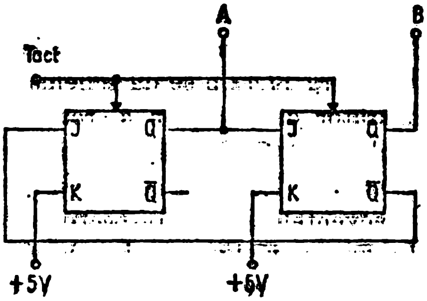


Fig. 17.8. Capsula CDB 473E.

Dintre datele de catalog, demn de reţinut este faptul că se alimentează cu +5V la pinul 4, are un consum de 16 mA, iar frecvenţa tipică la care lucrează este de 20 MHz. Numărul porţilor logice care se conectează la ieşirea acestui bistabil nu trebuie să depăşească cifra 10. Ieşirea se modifică pe frontul negativ al tactului. Pentru a nu apărea erori, semnalele de pe intrările J şi K trebuie să fie stabile pe durata unui impuls de tact.

Pentru a familiariza cititorii cu acest circuit se dau în continuare cîteva aplicaţii tipice. Figura 17.9,a reprezintă un numărător divizor prin 3. Acest lucru a fost posibil prin folosirea unei legături de reacţie de la ieşirea Q a circuitului basculant B la intrarea J a circuitului basculant bistabil A. Stările succesive ale ieşirilor A şi sînt date după fiecare impuls de tact (figura 17.9,b). La intrarea de tact se aplică oscilaţia cu o frecvenţă F_0 şi la ieşirea A sau B se culege o frecvenţă F_0:3.

Tot cu o capsulă CBD 473E se poate realiza un numărător divizor cu 4. Legăturile între cele 2 bistabile se



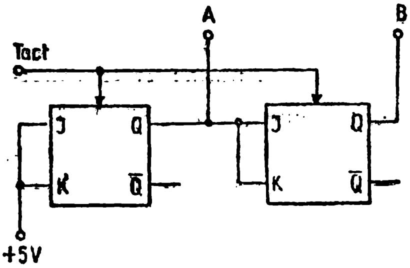
a

Tact	A	B
0	0	0
1	1	0
2	0	1
3	0	0

b

Fig. 17.9. Numărător divizor prin 3, cu CDB 473E.

dau în figura 17.10. Primul circuit basculant bistabil comută din două în două impulsuri de tact, iar al doilea din 4 în 4 impulsuri. Tabela de adevăr se dă în figura 17.10,b. La ieșirea *B* se obține frecvența de intrare divizată prin 4.



a

Tact	A	B
0	0	0
1	1	0
2	0	1
3	1	1
4	0	0

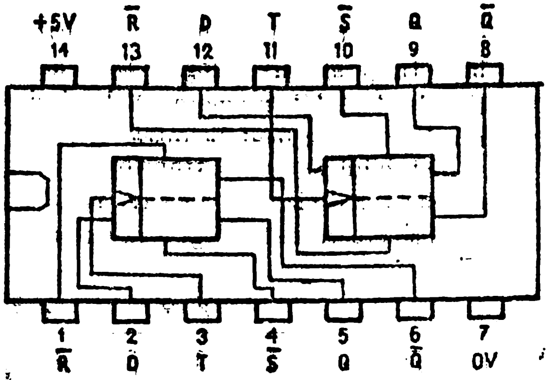
b

Fig. 17.10. Numărător divizor prin 4, cu CDB 473E.

Circuitul basculant tip D

Capsula integrată CDB 474E conține două circuite basculante bistabile tip *D*. Un astfel de circuit este folosit (curent) drept celulă de memorie sau ca numărător.

În figura 17.11 se dau conexiunile pinilor. Alimentarea circuitului se face la pinul *14* (+5 V) și la pinul *7* (0 V). Consumul este aproximativ 12... 16 mA pe bistabil. Frecvența de lucru tipică este de 25 MHz pe o sarcină echivalentă formată dintr-o rezistență de 400 Ω. cu o capacitate parazită de



TABEL DE ADEVĂR	
tn	tn+1
D	Q
0	0
1	1

Fig. 17.11. Capsula CDB 474E.

maximum 15 pF. Acest lucru este valabil la temperatura de 25°C şi la alimentarea de +5 V. Ieşirea unui bistabil poate comanda maximum 15 porţi logice legate în paralel.

Pentru a înţelege funcţionarea unui astfel de circuit basculant să urmărim tabelul din figura 17.11. La aplicarea unui impuls de tact pozitiv la intrarea *T* (pinul 3 pentru un CBB şi *11* pentru celălalt), nivelul logic de la intrarea de date *D* (pinul *12*) se transmite la ieşirea Q. La ieşirea $\bar{Q}$ se regăseşte nivelul negat. Cînd tactul cade în zero, starea bistabilului nu se schimbă. La apariţia unui nou impuls de tact, bistabilul rămîne în aceeaşi stare dacă nivelul de la intrarea de date a rămas neschimbat. Modificarea se efectuează pe frontul pozitiv al tactului numai dacă intrarea de date *D* a primit între timp alt nivel logic. Deci acest tip de bistabil memorează la ieşire nivelul logic aplicat la intrarea *D*.

Bistabilul se poate transforma şi în numărător divizor cu 2 (fig. 17.12,a), dacă se efectuează o legătură exterioară între *D* şi $\bar{Q}$ (pinul *2* cu *6* pentru un CBB şi pinul *8* cu *12* pentru celălalt).

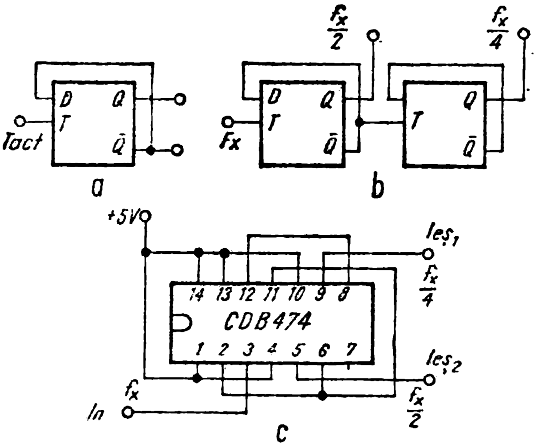


Fig. 17.12. Numărătoare divizoare cu 2 şi 4, cu CDB 474.

În figura 17.12,b se dă schema unui numărător divizor prin 4, realizat cu capsula CDB 474E. Aplicînd la intrare o frecvenţă de 20MHz la cele 2 ieşiri se obţin frecvenţele de 10 şi respectiv 5 MHz.

În figura 17.12,c se dau legăturile exterioare între pinii capsulei CDB 474E.

MONTAJE CU CIRCUITE BASCULANTE BISTABILE

Calibrator

Cu ajutorul circuitelor CDB 404 E şi CDB 472 E se poate realiza un calibrator pentru receptoare (fig. 17.13).

Schema conţine un oscilator cu cuarţ şi un generator de armonici. Oscilatorul foloseşte două inversoare. Cu celelalte inversoare şi cu un circuit basculant bistabil s-a realizat un circuit basculant monostabil. Impulsul dat este foarte îngust şi se repetă cu frecvenţa cuarţului (fig. 17.13, jos). Lăţimea se calculează cu formula:

$$\tau = \tau_1 + n \cdot \tau_2 = 16\ \text{ns} + 18{,}4\ \text{ns} = 56\ \text{ns},$$

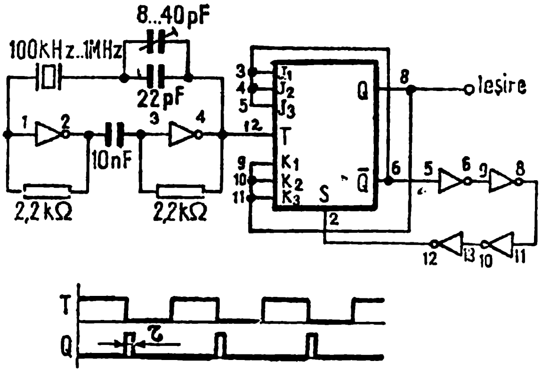


Fig. 17.13. Calibrator.

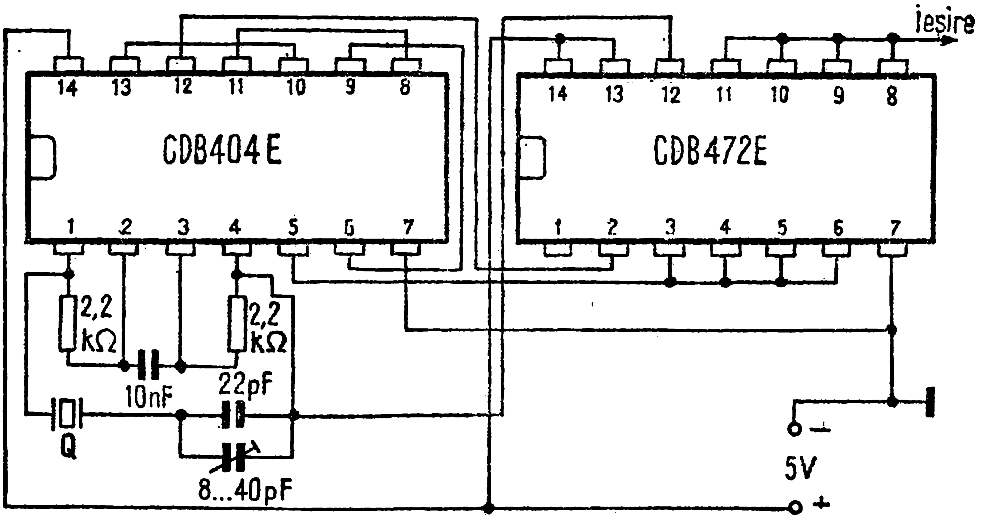


Fig. 17.14. Legăturile la capsulele CDB 404E şi CDB 472E.

unde: τ_1 = întîrzierea dată de bistabil (16 ns); τ_2 = întîrzierea unei porţi inversoare (10 ns); n = numărul porţilor folosite.

Armonicile unui astfel de impuls ajung să fie simţite bine în gama UUS. În figura 17.14 se dau legăturile la pinii capsulelor. Intrările nefolosite se conectează la +5 V pentru o mai bună protecţie împotriva semnalelor parazite. Totodată se asigură nivelul logic 1 necesar unei bune funcţionări.

Releu de timp

Schema din figura 17.15 foloseşte circuitele CDB 410, CDB 420, CDB473. Este vorba despre un releu de timp reglabil între 1 şi 10 s. Timpul minim de o secundă este dat de perioada unui oscilator pe 1 Hz.

Prin memorarea unui număr selectabil de impulsuri se obţine un temporizator precis necesar în diferite procese tehnologice, automatizări etc. De asemenea, acesta poate fi util în laboratoarele foto. Pentru a înţelege mai bine funcţionarea, să urmărim diagrama de funcţionrea din figura 17.16. Presupunem că se doreşte o temporizare de 4 s. Se trece comutatorul *K* pe poziţia *4* şi se apasă butonul *B*. În acest moment, în punctul *A* apare un impuls de aducere la zero a numărătorului, iar bistabilul format din porţile P_5, P_6 capătă la ieşirea C nivel logic 1, iar la ieşirea D nivel logic 0.

Nivelul logic 1 de la ieşirea *C* provoacă acţionarea elementului de execuţie *R*. Oscilatorul este conceput în aşa fel încît să furnizeze la ieşire un impuls negativ în momentul în care apare impulsul de aducere la zero. Acest prim front negativ nu este perceput de numărător, deoarece impulsul de aducere la zero îl forţează să rămînă în starea 0. Astfel, comutarea primului bistabil are loc la următorul impuls

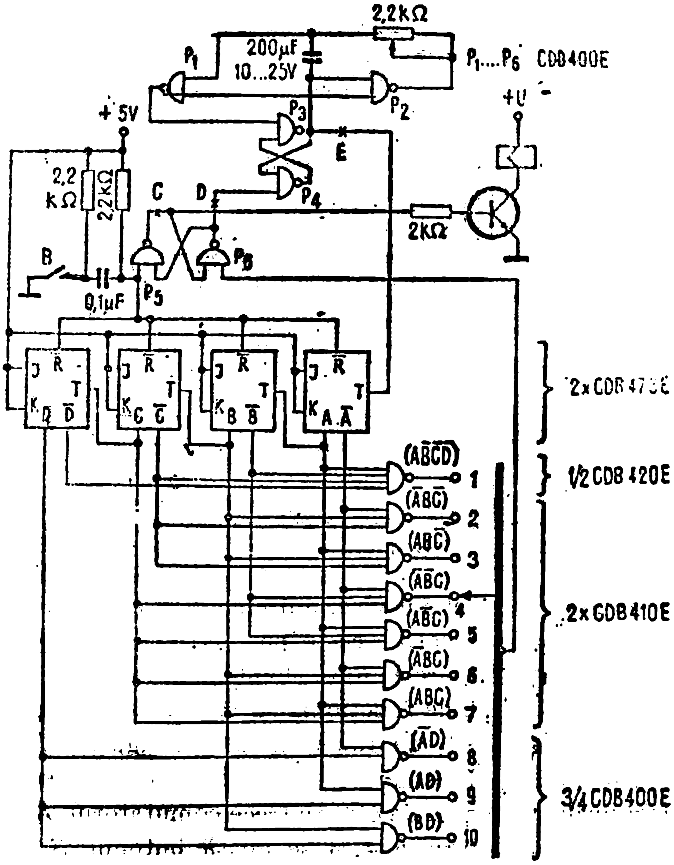

2,2kΩ
200μF
10...25V
P1
P2
P3
P4
P5
P6
P1....P6 CDB400E
+U
+5V
2,2 kΩ
2,2kΩ
C
D
E
2kΩ
B
0,1μF
J R T K D
J R T K C C̄
J R T K B B̄
J R T K A Ā
2xCDB473E
(ABC̄D)
1/2CDB420E
(ĀBC)
(ABC̄)
(ĀB̄C)
(AB̄C)
(ĀBC)
(ABC)
2xCDB410E
(ĀD)
(AD)
(BD)
3/4CDB400E
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10

Fig. 17.15. Releu de timp.

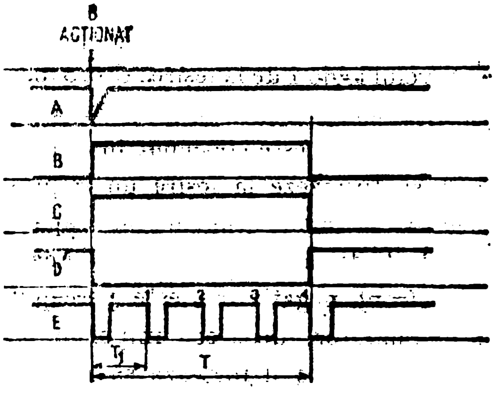

B
ACTIONAT
A
B
C
D
E
1
2
3
4
T1
T

Fig. 17.16. Diagrama de funcţionare a releului de timp.

negativ. La sfîrşitul celui de-al patrulea impuls (frontul negativ nr. 4), la ieşirea decodificatorului apare o cădere de potenţial (în punctul *B*).

Stările în punctele *C* şi *D* se inversează şi oscilatorul este oprit. Elementul de execuţie *R* se decuplează din cauza căderii tensiunii în punctul *C*. Reluarea ciclului se face prin apăsarea (din nou) a butonului *B*.

Numărătorul este realizat cu două capsule de tipul CDB 473, iar decodificatorul cu circuite ŞI—NU cu patru (CDB 420), trei (CDB 410 E) şi două (CDB 400 E) intrări.

CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE (CBM)

Și acest tip de circuit are două stări, dar una este stabilă. Trecerea în cealaltă stare (temporară) se efectuează printr-o comandă exterioară. Modificarea stării stabile durează numai o perioadă de timp determinată de constantele proprii ale circuitului respectiv, după care circuitul revine la starea inițială.

Circuitele basculante monostabile își găsesc diverse aplicații printre care se numără: registre de deplasare, automatizări industriale, relee de timp, generatoare de impulsuri, telecomandă etc.

Capsula CDB 4121 (fig. 17.17), conține un circuit basculant monostabil (CBM). Funcționează în gama de temperatură 0°C...+170°C. Se alimentează cu o tensiune de 5 V (4,75... 5,25 V) între pinii 14 (+5 V) și 7 (0 V). Poate comanda maximum 10 porți logice conectate la ieșirea Q sau $\bar{Q}$.

Timpul de tranziție din starea 1 în 0 sau din 0 în 1, pentru impulsul de comandă, este de maximum 1V/s la intrarea B.

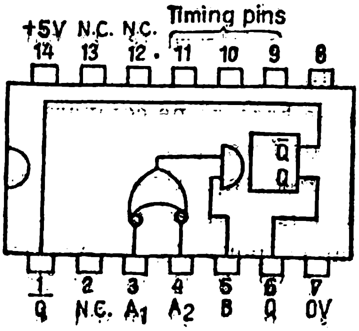


Fig. 17.17. Circuit basculant monostabil (CDB 4121).

Pentru intrările A_1, A_2, acest timp este de 1 V/μs. Durata impulsului este de minimum 50 ns.

La ieșirea $\bar{Q}$ se poate culege un semnal de opoziție de fază cu cel de la ieșirea Q. Semnalul de ieșire are forma unor impulsuri dreptunghiulare cu durata prestabilită din elementele externe (R, C).

Indicații de utilizare

Declanșarea CBM se face cu un semnal treaptă sau pe fronturile unui impuls. Pe intrările A_1 și A_2, semnalele de comandă trebuie să fie căzătoare (din 1 sau 0). Declanșarea cu trepte 0 → 1 se face prin intermediul intrării B.

În continuare se dau primele variante de comandă.

1. Intrarea B se menține în starea 1, A_1 în starea 1. Pe A_2 se aplică un impuls. Bascularea se face pe frontul negativ (fig. 17.18, sus).

2. B în starea 1, A_2 în starea 1. Comanda se face prin A_1 cu un semnal căzător ($p \to 0$) (fig. 17.18, mijloc).

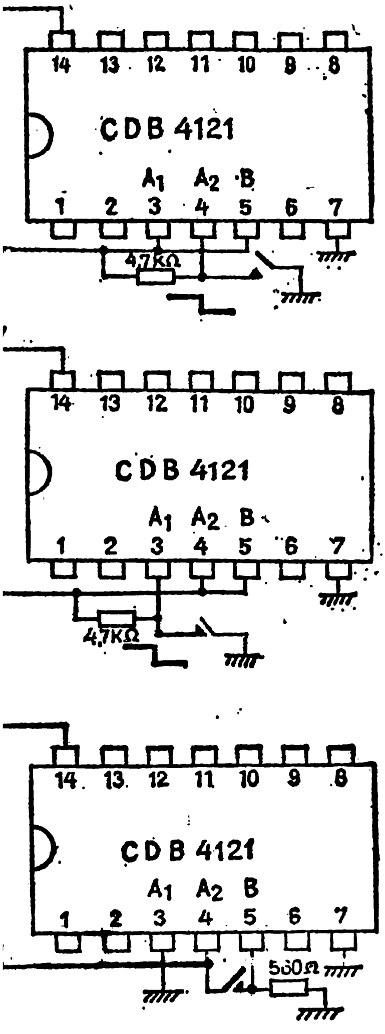
3. A_1 în starea 0, A_2 în starea 1. La intrarea B se aplică un impuls sau o treaptă cu tranziția 0 → 1.

Bascularea se produce deci pe front pozitiv (fig. 17. 18, jos).

4. A_1 în starea 1, A_2 în starea 0. Comanda și bascularea se realizează ca la pct. 3 (fig. 17.19, d).

5. A_1 și A_2 în starea 0. În rest, totul este ca la pct. 3 și 4.

În toate cazurile, după declanșare, ieșirile sînt independente de tranzițiile ulterioare ale semnalelor de intrare și depind numai de constanta de timp.



17.18. Variante de comandă ale CBM, 4121.

este o intrare de trigger Schmitt nator de impulsuri). Se utilizează ızul unor tranziţii lente de ordinul 's.

nunitatea la zgomot este 1,2 V.

urata impulsului la ieşire poate fi ificată între 40 ns şi 40 s în funcţie onstanta de timp *RC*.

Cele trei moduri de conectare ale capacitorului şi ale rezistorului se dau în figura 17.19.

În interiorul capsulei este rezistor de 2k Ω ce poate fi folosit în realizarea constantei de timp. Fără componente externe, durata impulsului la ieşire este tip de 30 ns.

În cazul prezentat în figura 17.19,a variaţia lui τ se obţine numai prin schimbarea valorii capacităţii *C*.

În figura 17.19,b s-a adăugat o rezistenţă externă variabilă în serie cu rezistenţa internă. Pentru obţinerea unei variaţii a duratei între 40 ns şi 40 s s-a folosit schema din figura 17.19, c.

Elementele care asigură o asemenea gamă pot fi 10 pF... 10 μF şi 2 k Ω... 40 k Ω.

MONTAJE CU CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE INTEGRATE

Testarea rapidă a tranzistoarelor

Montajul prezentat în figura 17.20 permite testarea rapidă a tranzistoarelor. Cu ajutorul lui sînt depistate defectele curente: joncţiuni scurtcircuitate, joncţiuni întrerupte, amplificare mică etc.

Principiul se bazează pe compararea a două semnale furnizate de un generator de joasă frecvenţă. Un semnal este aplicat direct la intrarea comparatorului realizat cu porţi logice (NAND) din capsula CDB 400E, iar celălalt este transmis prin tranzistorul testat. Dacă tranzistorul este bun, tensiunea în colectorul acestuia se va modifica în

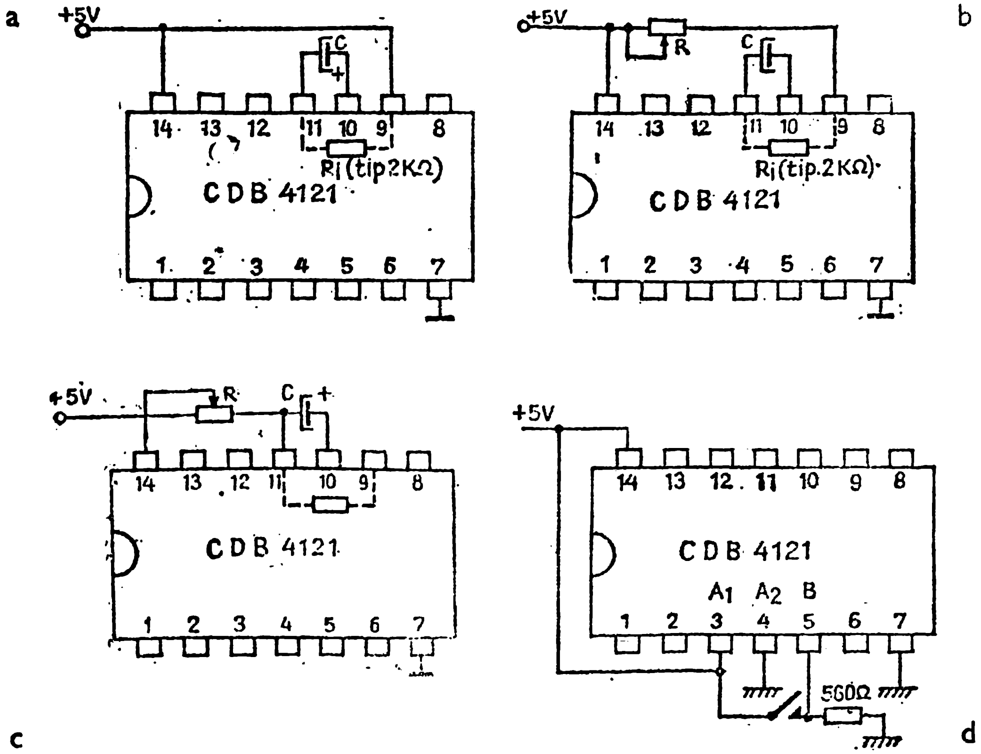

a
+5V
C
14 13 12 11 10 9 8
Ri (tip 2KΩ)
CDB 4121
1 2 3 4 5 6 7
b
+5V
R
C
14 13 12 11 10 9 8
Ri (tip.2KΩ)
CDB 4121
1 2 3 4 5 6 7
c
+5V
R
C
14 13 12 11 10 9 8
CDB 4121
1 2 3 4 5 6 7
d
+5V
14 13 12 11 10 9 8
CDB 4121
A1 A2 B
1 2 3 4 5 6 7
560Ω

Fig. 17.19. Conectarea rezistorului şi capacitorului la CDB 4121.

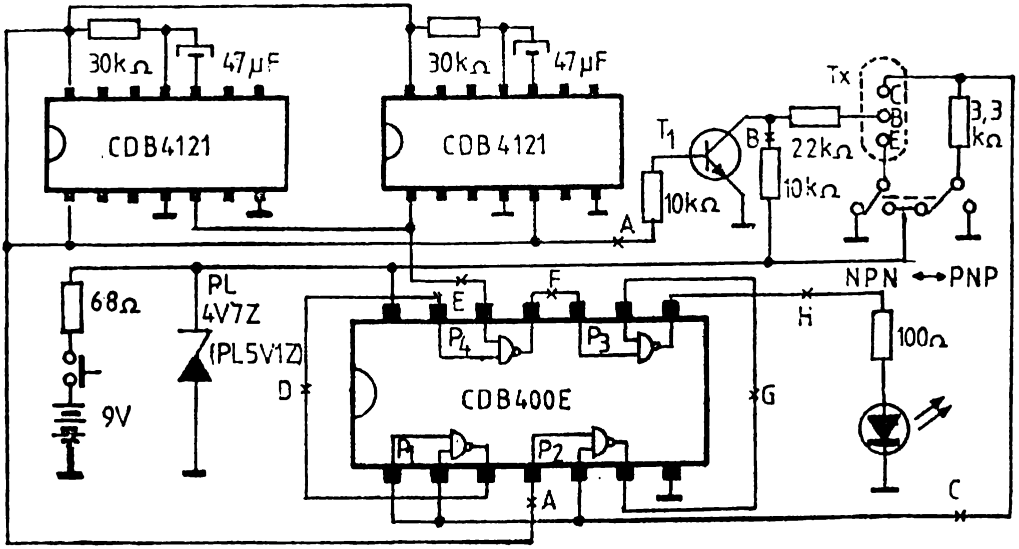

30kΩ
47μF
CDB4121
30kΩ
47μF
CDB4121
T1
B
22kΩ
Tx
C
B
E
3,3 kΩ
10kΩ
10kΩ
A
NPN ↔ PNP
68Ω
PL 4V7Z (PL5V1Z)
9V
E
F
H
P4
P3
D
CDB400E
G
P1
P2
A
100Ω
C

Fig. 17.20. Tester pentru tranzistoare.

ritmul frecvenţei date de generator. Decodificată, această stare se traduce prin aprinderea continuă a diodei luminiscente.

Generatorul de frecvenţă foarte joasă este realizat cu două circuite basculante monostabile de tip CDB 4121. Ieşirea primului monostabil este legată la intrarea celui de-al doilea şi invers. Durata oscilaţiei este stabilită prin două circuite *RC*. S-au folosit intrările *B* ale capsulelor. Se dispune de trei semnale: un semnal de referinţă (punctul *A*), cu amplitudinea între 0,5 şi 3,5 V faţă de masă; un semnal inversat (punctul *B*) cu amplitudinea mai mare (între 0,5 şi 4,5 V); un semnal (în punctul *E*) care are aceeaşi amplitudine cu cel din *A*, dar inversat.

Pentru a analiza funcţionarea comparatorului se vor considera cazurile întîlnite în testarea tranzistoarelor. Dacă tranzistorul testat (T_x) este bun, semnalul din *C* va fi egal cu cel din *A* (din punct de vedere logic). Semnalul din punctul *C* este inversat prin intermediul porţii P_1. Semnalul din *D* este egal cu cel din *E*. În acest caz, poarta P_2 se comportă ca un inversor, deoarece semnalul din *A* este egal cu cel din *C*. În punctul *G* apare un semnal egal cu cel din *E* şi cel din *B*. Punctul *F* va fi caracterizat printr-un semnal egal cu cel din *A* şi din *C*. Deci *F* şi *G* vor fi totdeauna diferite ca stare logică. Punctul *H* va avea totdeauna starea logică 1 şi dioda va lumina în mod continuu.

Dacă tranzistorul testat este defect, punctul *C* va avea acelaşi potenţial sau va urmări potenţialul din punctul *B*. În acest caz, punctul *F* sau *G* va fi la acelaşi potenţial, în timp ce celălalt îşi va schimba starea în ritmul semnalului dat de generator.

Alimentarea montajului se face de la o baterie de 9 V. În serie cu sursa se va monta un buton cu contact cu revenire pentru a înlătura consumul inutil de curent.

Testarea montajelor cu circuite integrate logice

În cazul testării schemelor cu circuite logice este necesar un osciloscop. Pentru cei ce nu au acces la un asemenea aparat prezentăm dispozitivul din figura 17.21 care detectează stările 0 logic, 1 logic şi oscilaţiile.

Funcţionare. În repaus, tranzistorul T_1 este aproape blocat. Emitorul se află la un potenţial 0 logic. Poarta P_3 furnizează la ieşire un nivel 1 logic. Deci dioda L_2 nu luminează. Tranzistorul T_2 se află, de asemenea, într-o stare de semideschidere. Nivelul din emitorul acestuia este interpretat ca 1 logic (de către poarta P_1). Nivelul logic 0 de la ieşirea porţii P_1 ajunge la intrarea porţii P_4. Poarta P_4 furnizează la ieşire un nivel logic 1. Deci dioda L_1 nu luminează. Ieşirile *Q* ale celor două circuite basculante monostabile de tip CDB 4121 sînt în starea logică 1. La ieşirea porţii P_2 rezultă un nivel logic 0 (dioda L_3 nu luminează).

La apariţia unui nivel logic 0 la intrare, tranzistorul T_1 se blochează şi T_2 se saturează. Ca urmare, la intrarea porţii P_1 apare un nivel logic 0. La ieşirea acesteia apare un nivel logic 1, care provoacă trecerea porţii P_4 din starea 1 în starea 0 (L_1 lumi-

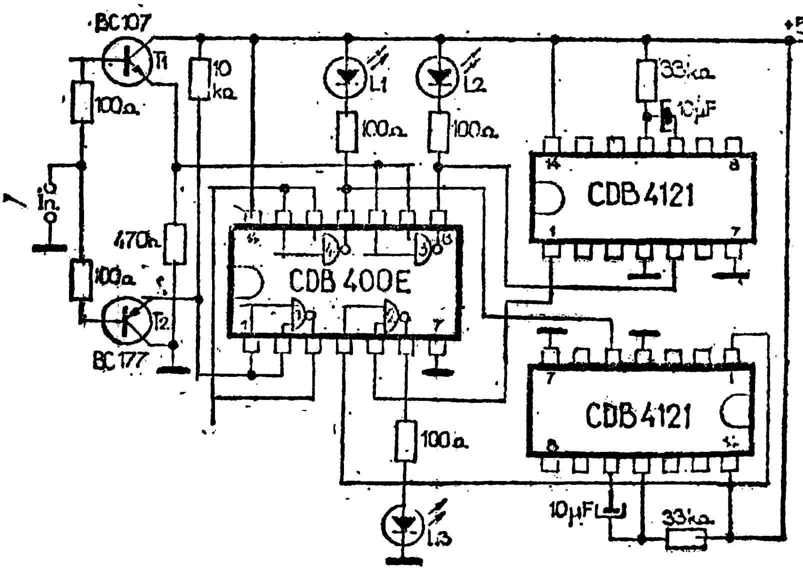


Fig. 17.21. Tester pentru montaje logice.

nează). Dacă la intrare se aplică un nivel logic 1, tranzistorul T_1 se saturează, iar T_2 se blochează. Nivelul logic 1 de la intrarea porții P_3 are ca efect apariția unui nivel logic 0 la ieșirea acesteia și L_2 se aprinde.

În cazul unui semnal de intrare sub forma unui șir de impulsuri cu frecvența de repetiție mai mare de 0,3 Hz, la fiecare trecere prin zero va bascula cel puțin unul dintre cele două circuite CDB 4121. Astfel, cel puțin una din intrările porții P_2 va avea nivel logic 0. Prin urmare, ieșirea trece în starea 1, iar L_3 se aprinde.

Pentru a nu influența circuitul testat, intrarea are o impedanță ridicată. Pentru starea 0 la intrare, curentul consumat de la circuitul testat este sub 60 µA, iar pentru starea 1 de maximum 25 µA.

Consumul montajului (de la sursa de +5 V) este în jur de 50—90 mA.

Durata impulsurilor furnizate de CBM poate fi modificată din rezistorul de 35 k Ω și din capacitorul de 10 µF.

Telecomandă pe 3 canale

Schema prezentată în figura 17.22 arată partea electronică de emisie și recepție conținută într-un bloc de telecomandă pe fir. Datorită simplității și ușurinței în reglare se poate adapta pe diferite tipuri de jucării sau dispozitive. Principiul constă în emiterea, pe rînd, a 3 frecvențe, fiecare corespunzînd unei comenzi. La recepție, fiecare frecvență provoacă apariția unui semnal la una din cele 3 intrări.

Emițătorul constă dintr-un generator *RC* realizat cu cele patru porți SI—NU dintr-o capsulă CDB 400 E. Oscilatorul propriu-zis este format din porțile P_1, P_2, P_3. Poarta P_4 realizează o separare și o adaptare cu recep-

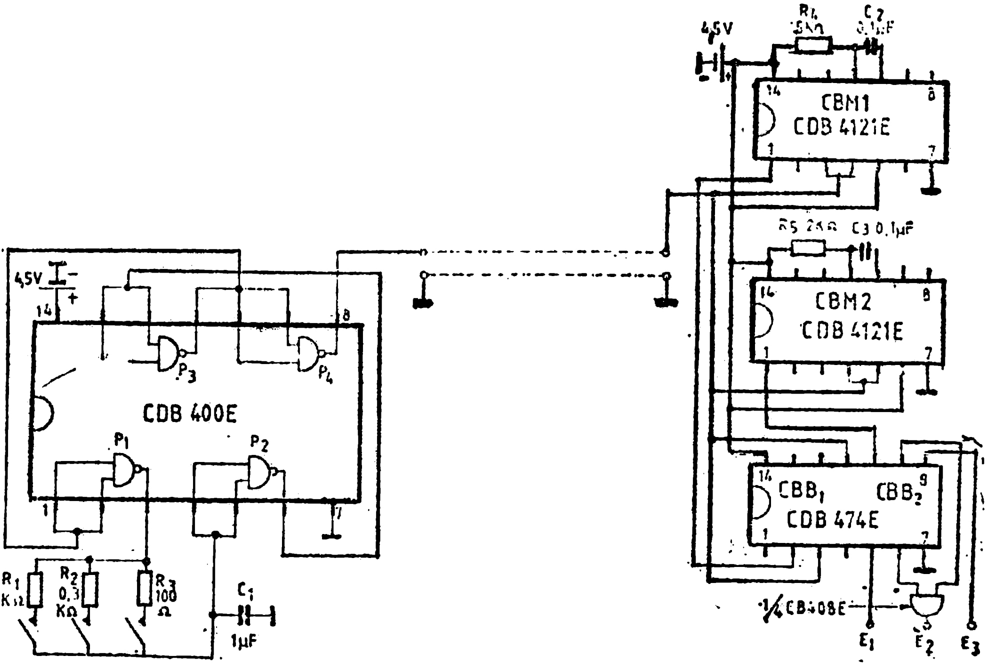


Fig. 17.22. Telecomandă pe 3 canale.

torul. Frecvenţa f_1 este de circa 1 kHz şi este dată de constanta de timp R_1C_1. Frecvenţa f_2 se alege în jur de 3 kHz şi este dată de constanta R_2C_1. Frecvenţa f_3 se alege de circa 10 kHz ($f_3 = 1/0,7\ R_3C_1$). Alimentarea generatorului se poate face de la o baterie de 4,5 V. Consumul nu depăşeşte 30 mA.

Receptorul are în componenţa sa un filtru digital care îndeplineşte funcţia de celulă trece-jos, trece-sus şi trece-bandă. Cînd emiţătorul transmite frecvenţa f_1, la ieşirea E_1 apare un nivel logic 1. Frecvenţa de tăiere a celulei trece-jos se alege în jur de 2 kHz. Această frcevenţă este dată de constanta R_4C_2. Dacă se transmite frecvenţa f_3, la ieşirea E_3 va apărea un semnal logic 1. În acest caz, frecvenţa de tăiere a celulei CBM$_2$ — CBB$_2$ se fixează la o frecvenţă cuprinsă între 4 şi 9 kHz (este dată de constanta R_5C_3).

Pentru a recepţiona în bune condiţii frecvenţa f_2, ieşirea Q a circuitului basculant bistabil CBB_1 şi ieşirea Q a circuitului basculant bistabil CBB_2 s-au conectat la intrările unei porţi SI din capsula integrată CDB 408E.

Se menţionează faptul că ieşirile E_1, E_2 şi E_3 pot furniza fiecare o tensiune de circa 3,4 V la un curent maxim de 16 mA.

Alimentarea receptorului se realizează de la o baterie de 4,5 V.

Generator de test radio-tv

Circuitul CDB 4121 E se utilizează în principal ca monostabil sau formator de impulsuri. El intră în componenţa aparatelor de măsură numerice,

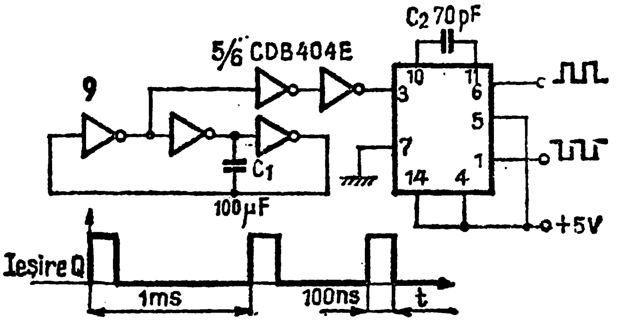


Fig. 17.23. Generator de test radio-tv.

în diverse operații pentru temporizări, declanșări baze de timp etc.

În figura 17.23 se dă un generator de impulsuri înguste de 100 ns și cu frecvența de repetiție de 1 kHz.

Fronturile fiind de 12 ns, fac posibilă apariția armonicilor pînă în domeniul UUS.

Astfel se pot testa cu succes atît etajele de *AF*, cît și etajele *FÎF*. Numărul mic de componente face posibilă încasetarea generatorului într-o sondă de *ÎF*. Alimentarea se poate lua și de la o baterie de 4,5 V.

Oscilatorul de 1 kHz se realizează cu o capsulă CDB 404 E (6 negatoare) și un capacitor de 100 µF/6 V.

Generatorul de impulsuri conține o capsulă CDB 4121 E conectată ca în figura 17.18,b.

CIRCUITE BASCULANTE ASTABILE (CBA)

Aceste circuite trec dintr-o stare în alta la momente de timp determinate de parametrii circuitului, fără a primi comandă din exterior. Sînt cunoscute sub denumirea curentă de *multivibratoare*.

Circuitul basculant astabil este de fapt un oscilator ce furnizează semnale dreptunghiulare.

Printre aplicațiile curente pot fi amintite: generatoare de test, generatoare de tact pentru sincronizarea operațiilor unui echipament de calcul, circuite de alarmă și semnalizare, avertizoare de prezență etc.

În cele ce urmează se vor prezenta trei tipuri de multivibratoare care permit variația frecvenței prin modificarea unei capacități sau a unei rezistențe și 2 tipuri de basculante astabile comandate în tensiune. Acestea din urmă au o largă utilizare în circuite de stabilizare automată a frecvenței de rotație a motoarelor și în telecomandă.

În figura 17.24, a se poate observa un oscilator cu patru porți SI—NU dintr-o capsulă CDB 400E sau alta similară.

Porțile *2* și *4* formează un bistabil, iar *1* și *3* împreună cu diodele D_1 și D_2, precum și capacitoarele C_1 și C_2 transformă circuitul într-un oscilator.

Circuitul are două ieșiri, de unde se poate culege semnal dreptunghiular. Între cele două ieșiri există un defazaj de 180°. Cu acest oscilator se pot testa

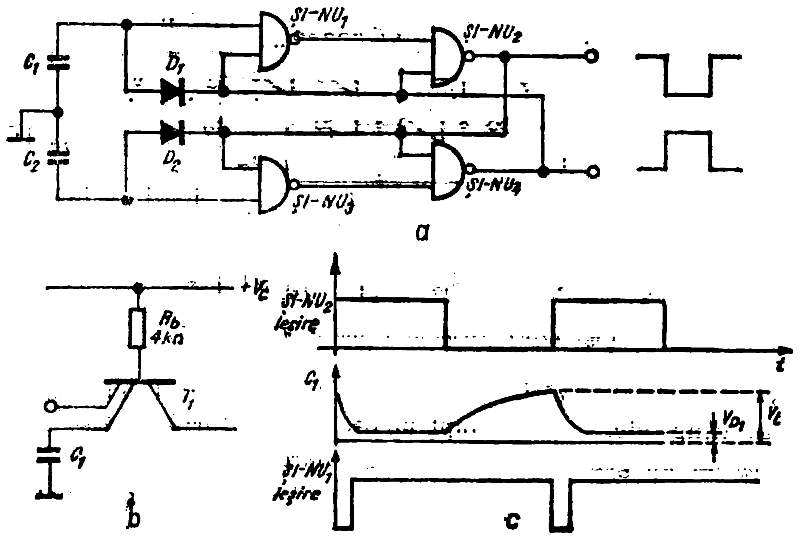


Fig. 17.24. Circuite basculante astabile (CBA).

atît circuitele de joasă frecvență, cît și cele de înaltă frecvență, datorită formei de undă care prezintă destule armonici ale frecvenței fundamentale.

Se pot testa foarte bine etaje finale în contratimp, iar cu ajutorul unui oscilator se pot urmări distorsiunile introduse. De asemenea, rotunjirea fronturilor semnalului de către un amplificator denotă o limitare a frecvențelor înalte.

Timpul de comutare se calculează cu formula:

$$t \cong RC \log \frac{V_C - V_F - V_{D_1}}{V_C - V_F - V_t}$$

unde:

$R = R_b$ și reprezintă rezistența din baza primului tranzistor al porții SI—NU (fig. 17.24,b);

$V_C = 5$ V, reprezintă tensiunea de alimentare;

V_t = tensiunea de vîrf la care se încarcă capacitorul C_1 (vezi figura 17.24,c);

V_{D_1} = căderea de tensiune în sens direct pe dioda D_1;

$V_F = U_{BE}$ = tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 și care se poate lau circa 0,7 V.

Diodele D_1 și D_2 pot fi cu germaniu sau siliciu.

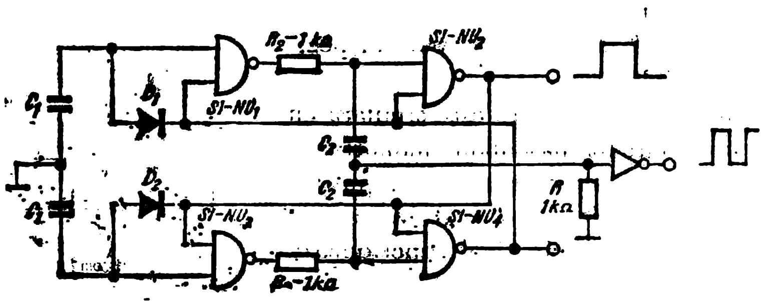
Dacă cele două capacitoare sînt egale ($C_1 = C_2$), forma de undă este simetrică și perioada $T = t_1 + t_2 = 2t$.

Montajul funcționează foarte bine pînă la frecvența de 1 MHz.

În figura 17.25 este reprezentat un oscilator în a cărui configurație intră numai patru porți SI—NU (o singură capsulă CDB 400E sau CDB 402E), dar care poate da două frecvențe deosebite.

Prima este determinată de capacitatea C_1, iar a doua de C_2 (împreună cu rezistențele indicate mai sus).

În acest fel se poate avea o frecvență în domeniul audio, iar alta în domeniul radio, dispunînd astfel de un tester



C1
D1
R2–1kΩ
SI-NU1
SI-NU2
C3
C2
D2
SI-NU3
SI-NU4
R4–1kΩ
R
1kΩ

Fig. 17.25. Oscilator cu porți SI-NU.

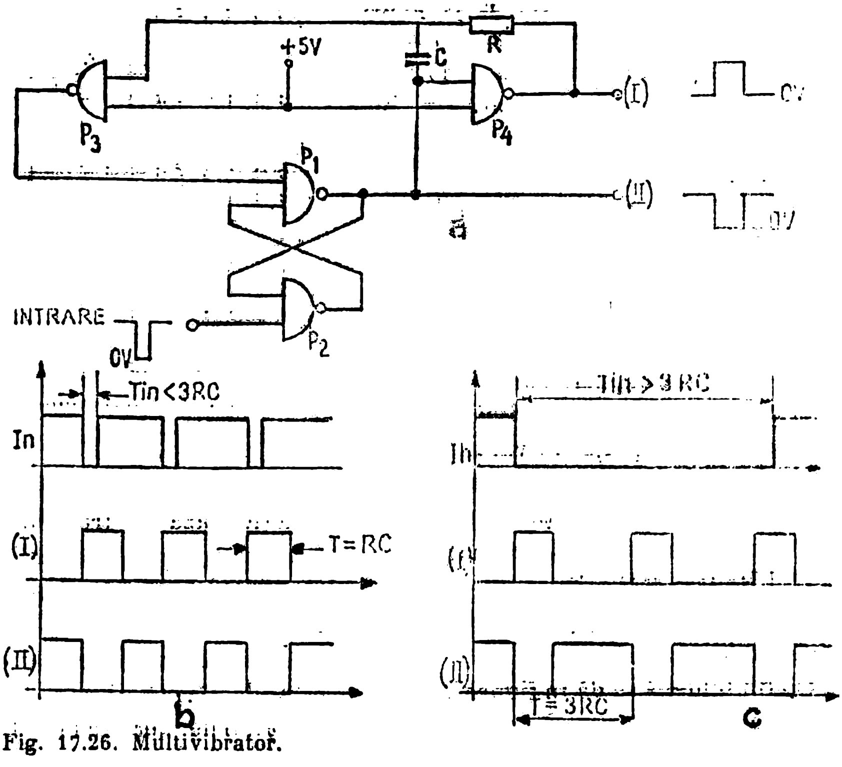
indispensabil oricărui amator de construcții electronice.

În figura 17.26,a se dă un multivibrator, care prezintă tot două ieșiri cu semnale complementare. În funcție de semnalul de la intrare poate funcționa atît ca generator sincronizat, cît și ca multivibrator sau circuit basculant monostabil.

Porțile P_1 și P_2 formează un bistabil, care își schimbă starea în funcție de semnalul aplicat la poarta P_2.

Dacă se conectează intrarea la masă (nivel logic 0), poarta P_1 acționează ca un inversor și împreună cu P_3 și P_4 formează un oscilator.

Dacă intrarea rămîne la masă pentru puțin timp ($T < 3$ RC), la ieșire



+5V
C
R
P3
P4
P1
P2
(I)
(II)
0V
a
INTRARE
0V
Tin<3RC
In
(I)
(II)
T=RC
b
Tin>3RC
In
(I)
(II)
T=3RC
c

Fig. 17.26. Multivibrator.

apare numai un impuls egal cu o perioadă *T*, după care revine în poziția inițială.

Această funcționare este similară cu a unui circuit basculant monostabil. Dacă la intrare se aplică impulsuri scurte de perioadă $T < 3\ RC$ ce se repetă în timp, circuitul funcționează sincronizat (fig. 17.26, b).

În cazul în care intrarea se ține la masă mai mult de $3\ RC = T$, circuitul lucrează ca un multivibrator și dă la ieșire un semnal asimetric cu o perioadă $T = 3\ RC$ (fig. 17.26, c). Acest oscilator prezintă un avantaj față de celelalte prin aceea că schimbarea frecvenței se face foarte ușor prin înlocuirea rezistorului *R* cu un potențiometru, reglajul putîndu-se face continuu.

Cu o capsulă CDB 400 E se poate realiza un *oscilator comandat în tensiune* de forma celui din figura 17.27,a. Este o schemă des utilizată în buclele PLL cu funcționare pînă la 5 MHz.

Schema propriu-zisă cuprinde trei porți SI—NU, a patra fiind folosită ca separatoare.

În figura 17.27,b se dau două caracteristici de variație a frecvenței pentru două valori ale capacitorului *C*. Pentru $C = 10$ nF (curba cu linie plină), frecvența are o plajă de variație de la 12 kHz la 800—900 kHz, iar pentru $C = 300$ pF, frecvența variază, în funcție de tensiunea de comandă, de la 25 kHz la 5 MHz. De menționat faptul că valorile lui R_1 și R_2 sînt minime (din plaja admisă).

O altă schemă se dă în figura 17.28,a. Aceasta este foarte des folosită în buclele PLL (phase-lock loop) care funcționează la frecvențe de pînă la 1 MHz. Schema este realizată din două circuite basculante bistabile de tipul R-S.

Presupunem că inițial capacitorul *C* este descărcat și are nivelul logic 1 pe ambele terminale. De asemenea,

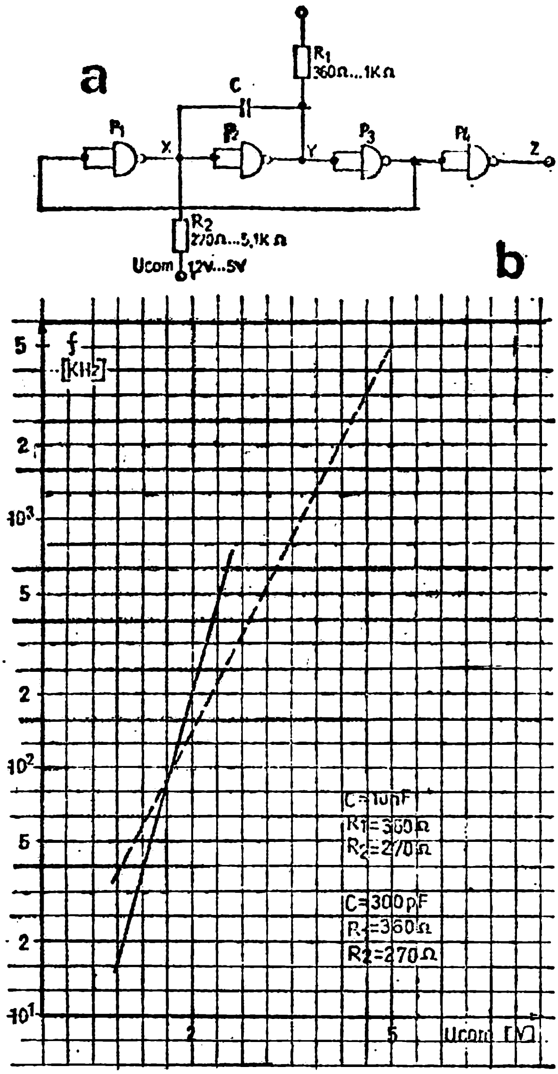


Fig. 17.27. Oscilator comandat în tensiune, cu CDB 400E.

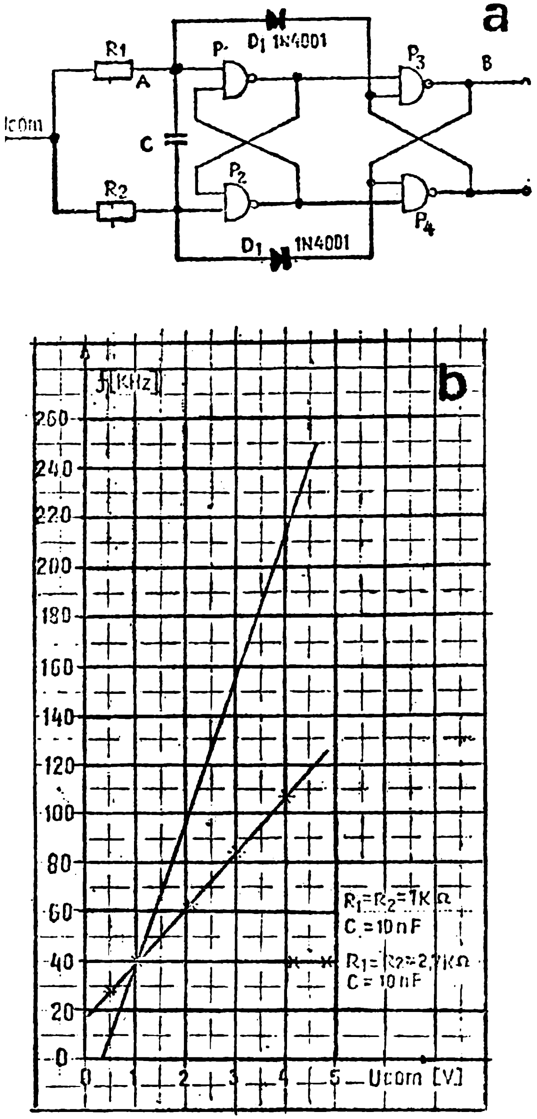


Fig. 17.28. Variantă de oscilator comandat în tensiune.

presupunem că circuitul basculant bistabil format de porțile P_1 și P_2 s-a stabilit în starea corespunzătoare nivelul logic 1 la ieșirea porții P_1 și 0 la ieșirea porții P_2. Rezultă imediat la ieșirea porții P_3 nivelul logic 0 și la ieșirea porții P_4 nivelul logic 1.

Nivelul logic 0 de la ieșirea porții P_3 se transmite prin dioda D_2 la una din bornele capacitorului C, care începe să se încarce cu (+) prin rezistorul R_1 și cu (—) prin dioda D_2. Cînd anodul diodei D_2 capătă 0 logic, ieșirea porții P_2 se schimbă în 1 logic, ceea ce duce la apariția nivelului 0 la ieșirea porții P_1 (cele două intrări au nivelul 0, respectiv 1) Poarta P_4, avînd acum nivelul logic 1 pe cele două intrări, duce la modificarea ieșirii în starea 0. În consecință, ieșirea porții P_3 devine 1.

Apoi capacitorul se descarcă prin D_1 și ieșirea porții P_4 la masă. La terminarea descărcării lui C, ciclul se repetă.

Pentru $C = 10$ nF și $R_1 = R_2 = 1$k Ω respectiv 2,2k Ω, s-a obținut o variație a frecvenței cu tensiunea conform graficului din figura 17,28,b.

MONTAJE CU CIRCUITE BASCULANTE ASTABILE REALIZATE CU PORȚI LOGICE

Generator

Pentru familiarizarea cu circuitul integrat CDB 400 E, propunem spre realizare un generator simplu de semnale dreptunghiulare cu frecvența de 1 000 Hz (fig. 17.29).

Dacă se dorește o altă frecvență, se folosește pentru calcul formula:

$$f = \frac{1}{3\ RC}$$

Forma de undă este asimetrică (fig. 17.29). Pentru frecvența aleasă,

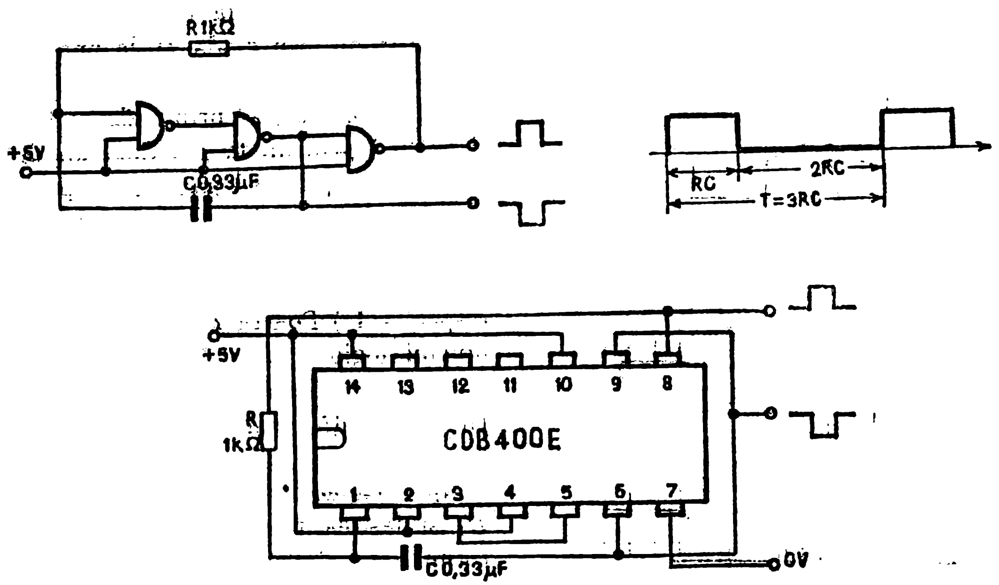


Fig. 17.29. Generator de semnale dreptunghiulare.

capacitorul are valoarea de 0,33 µF, iar rezistorul de 1 kΩ. În figura 17.29 jos se dă schema legăturilor exterioare la circuitul integrat.

Montajul se poate utiliza la testarea și depanarea părții de audiofrecvență a unui aparat radio sau tv, a amplificatoarelor de sonorizare sau în circuite de telecomandă și avertizare sonoră dacă semnalul se aplică unui traductor acustic (de exemplu, capsulă receptoare telefonică). De asemenea, semnalul avînd o formă dreptunghiulară prezintă un spectru bogat de armonici. Ca urmare se pot testa și etajele de frecvență intermediară a receptoarelor radio-tv și a celor de radiofrecvență din radio-receptoare.

Montajul nu pune probleme deosebite și funcționează alimentat și de la o baterie de 4,5 V.

ATENȚIE!

1. Lipiturile la piciorușele integratului se vor efectua rapid. Fiecare lipitură nu trebuie să dureze mai mult de 5 s. După 2—3 lipituri este bine să se facă o mică pauză pentru răcirea capsulei (circa 10—20 s).
2. Capacitorul este bine să fie nepolarizat.

Avertizor (sirenă avertizoare)

Montajul prezentat în figura 17.30 utilizează un circuit integrat de tipul CDB 400E fabricat la I.P.R.S.—Băneasa. Cu valorile menționate ale capacităților se obține un sunet specific de sirenă avertizoare. Pentru amplificarea sunetului și audiția lui într-un difuzor s-a prevăzut un amplificator cu două tranzistoare (T_1 = *BC* 107, T_2 = BD 135).

Cele patru porți sînt legate ca negatoare și formează două circuite bascu-

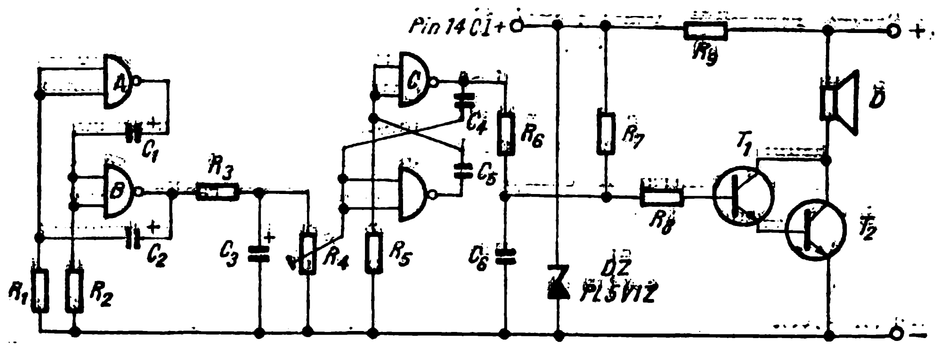


Fig. 17.30. Sirenă avertizoare.

lante astabile. Primele două porți, *A* și *B*, formează un circuit astabil cu perioada de circa o secundă. Ieșirea acestuia se conectează la al doilea astabil prin intermediul unui circuit integrator, R_3C_3. Acesta produce un semnal în formă trapezoidală sau triunghiulară care modulează în frecvență cel de-al doilea astabil. Profunzimea modulației se reglează din R_4.

Dacă se dorește obținerea unui sunet mai puternic, acest amplificator poate fi înlocuit cu orice alt tip (de ex. TBA 790K) la care semnalul se va aplica prin intermediul unui capacitor de circa 5 µF. Difuzorul va fi de orice tip cu impedanța de 8 Ω.

Executat corect, montajul funcționează de la prima încercare, fiind necesare numai unele mici reglaje asupra celor două oscilatoare pentru obținerea unui ton cît mai plăcut. Aceste reglaje se recomandă a fi făcute numai prin modificarea valorilor capacitoarelor, deoarece modificări de rezistoare pot pune în pericol circuitul integrat. Ca regulă generală, mărirea valorii acestor capacitoare produce coborîrea tonului dat de oscilator, iar micșorarea lor duce la obținerea unor tonuri mai înalte.

Întreaga construcție se alimentează cu 12 V; apoi, cu ajutorul unei diode Zener PL5V, se obține tensiunea de 5 V pentru circuitul integrat.

Nu se va depăși în nici un caz tensiunea de 5 V, deoarece circuitul integrat se poate distruge. Circuitul integrat se alimentează cu tensiune continuă între pinii *7* și *14*, cu pinul *7* la masă (minus).

Piesele componente au următoarele valori $R_1 = R_2 = 4{,}7\,\mathrm{k}\Omega$; $R_3 = 5{,}6\,\mathrm{k}\Omega$; $R_4 = 10\,\mathrm{k}\,\Omega$; $R_5 = 5{,}6\,\mathrm{k}\,\Omega$; $R_6 = 1\,\mathrm{k}\,\Omega$; $R_7 = 330-470\,\Omega$; $R_8 = R_9 = 100-220\,\Omega$; $C_1 = C_2 = C_3 = 500\,\mu\mathrm{F}$; $C_4 = C_5 = C_6 = 150\,\mathrm{nF}$.

Semnalizator de staționare auto-moto

Din cele două exemple de mai sus se constată că este necesară alimentarea circuitelor cu o tensiune de 5 V c.c. Acest lucru pune probleme în cazul alimentării montajelor montate pe automobilele cu baterie de 12 V. Tehnologia MOS a rezolvat problema

Montajul prezentat (fig. 17.31) reprezintă un semnalizator optic cu luminare intermitentă. În acest mod se atrage atenția celorlalți participanți la trafic asupra unui vehicul staționat etc. Elementul central îl constituie un circuit basculant astabil (multivibrator) realizat cu ajutorul unei capsule CD 4011 care conține 4 operatori SI—NU.

Cele două comutatoare K_1 și K_2 se montează pe uși, pe capote sau pe bord. Astabilul generează un semnal întrerupt ce se aplică tranzistorului T_1. Acesta joacă rolul de intermediar între astabil și etajul de putere realizat cu un tranzistor de putere medie (BD 136, BD 138, BD 140), care poate comanda un bec de 12 V/6...10 W. Alimentarea montajului se face de la bateria automobilului sau de la orice sursă de 10 ... 14 V. Alimentarea circuitului integrat se face între pinii *7* și *14*, cu pinul *7* la masă (minus).

ATENȚIE! Letconul nu se va ține mai mult de 3...5 s pe oricare din pinii integratului.

Modul de conectare a circuitelor logice SI—NU, la pinii capsulei, s-a dat la capitolul 16.

Semnalizator de umiditate

Porțile logice realizate în tehnologie CMOS se dovedesc de neînlocuit în montajele ce necesită un consum redus de energie. De asemenea, cu ajutorul acestora se pot realiza circuite avertizoare, generatoare de semnale care au la bază circuitele basculante astabile.

Presupunem că avem nevoie de un avertizor în cazul în care umiditatea crește peste o anumită limită. De exemplu, se verifică umiditatea unui teren, nivelul apei într-un bazin sau prezența umidității în pătuțul unui copil.

Prin utilizarea montajului descris în figura 17.32 se elimină supravegherea permanentă. În momentul apariției stării de umezeală intervine o semnalizare optică dublată de una acustică.

Principiul se bazează pe alimentarea unui generator de ton întrerupt. Dacă între electrozi apare o rezistență mică datorată umezelii, tranzistorul T_1 începe să conducă și se alimentează circuitul integrat CD 4011. Porțile P_3 (pinii *8*, *9*, *10*) și P_4 (pinii *11*, *12*, *13*) formează un astabil ce oscilează pe o

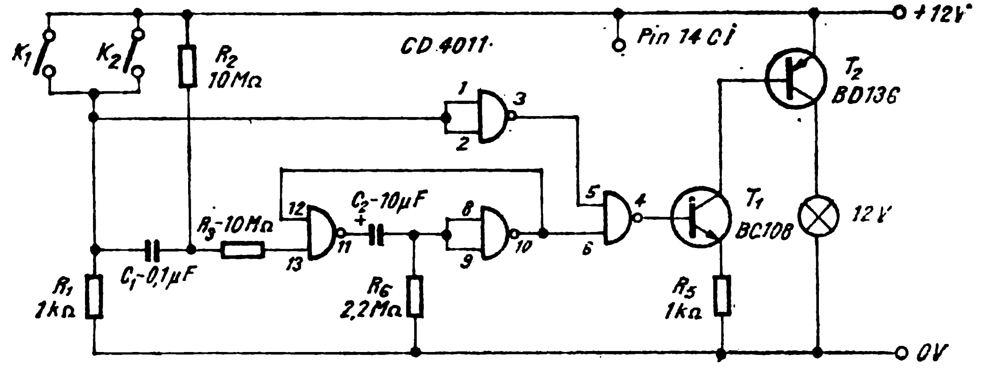


Fig. 17.31. Semnalizator de staționare.

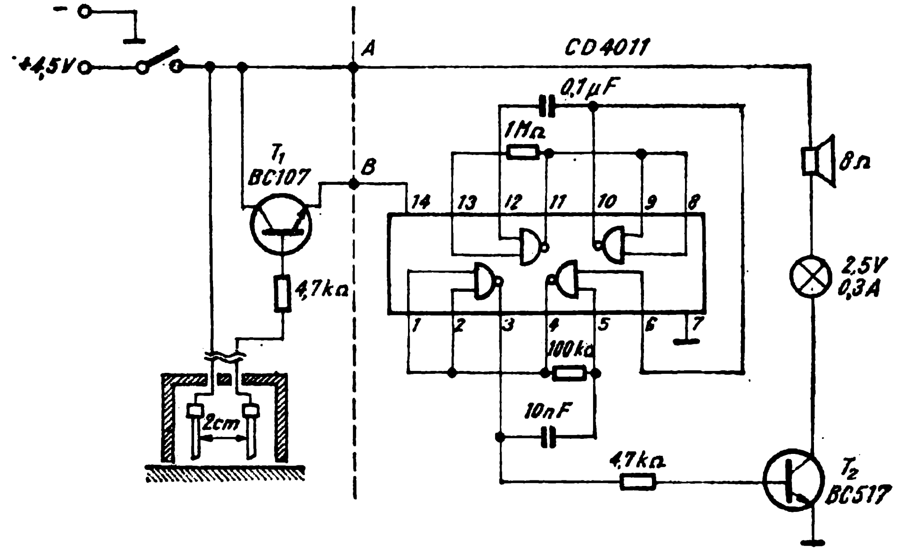


Fig. 17.32. Semnalizator de umiditate.

frecvenţă sub 1 Hz, iar P_1 (pinii *1*, *2*, *3*) şi P_2 (pinii *8*, *9*, *10*) un astabil ce generează un semnal audio în jur de 1 kHz. Acesta din urmă este modulat cu frecvenţa primului, rezultînd un semnal ce se aplică tranzistorului T_2. În colectorul acestuia este montat un bec de lanternă şi un difuzor. Alimentarea montajului se realizează de la o baterie de 4,5 V. Sensibilitatea montajului depinde de valoarea rezistorului montat în circuitul bazei tranzistorului T_1 şi de distanţa între electrozi.

Dacă se verifică umiditatea unui teren, electrozii se introduc în pămînt, iar dacă se verifică nivelul apei într-un bazin electrozii se cuplează convenabil.

Dacă se doreşte obţinerea unui sunet mai puternic, T_2 poate fi înlocuit cu orice alt tip de amplificator, la care semnalul se va aplica prin intermediul unui capacitor de 5 µF. Difuzorul utilizat poate fi de orice tip, cu impedanţa de 8 Ω. Cu rezultate mai slabe, în locul difuzorului poate fi montată chiar o cască telefonică.

Capitolul 18

REGISTRE

ing. ANDRIAN NICOLAE

După cum s-a arătat, circuitele basculante bistabile au proprietatea de a memora o anumită stare logică. Uneori este nevoie de mai multe celule care să memoreze mai multe stări logice. Aceste stări logice (numite și date) pot fi disponibile simultan (paralel) sau succesiv (serie). Pentru a fi comandate mai ușor, celulele basculante bistabile sînt interconectate între ele în mod logic, formînd așa-zisele *registre*. Deci, registrele sînt circuite electronice care primesc, stochează și transferă informații sub formă binară. După modul de primire și înscriere a datelor registrele se împart în:

- registre serie;
- registre paralel;
- registre serie-paralel;

După modul de menținere a informației un registru poate fi static sau dinamic.

Registrul serie prezintă o singură intrare de date. La această intrare se perindă în timp nivelele logice ce trebuiesc stocate sau deplasate. În majoritatea cazurilor posedă o ieșire serie, iar uneori sînt accesibile și ieșirile *Q* ale bistabilelor. Acest din urmă lucru este posibil numai în cazul unui număr mic de celule (biți).

Pentru a înțelege funcționarea unui astfel de registru să urmărim schema din figura 18.1. S-a luat un exemplu în care registrul are numai 4 biți și în care se dorește stocarea unui șir format din 1001. Sub influența unui tact care se desfășoară în timp la intervalele $t_1, \ldots, t_4$ are loc stocarea bit cu bit (nivel cu nivel). După impulsul de tact t_4 aplicat pe o intrare comună tuturor bistabilelor se ajunge în ultima situație cînd datele sub formă binară se află introduse complet în registru.

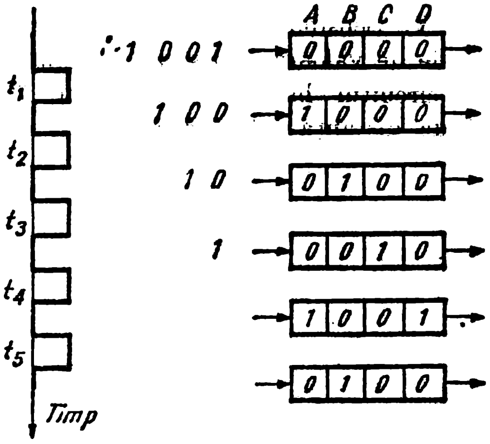


Fig. 18.1. Modul de lucru al registrului serie.

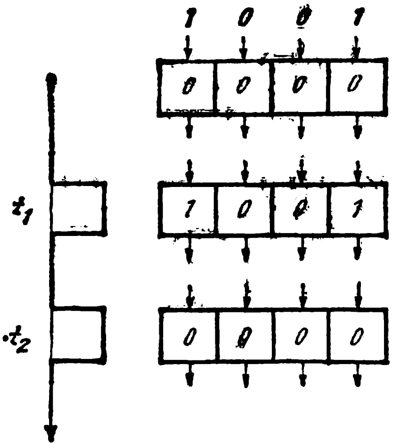


Fig. 18.2. Modul de lucru al registrului paralel.

Registrul paralel se caracterizează prin aceea că posedă atîtea intrări cîte circuite basculante conține. Uneori sînt disponibile toate ieșirile Q ale tuturor bistabilelor dacă datele se transmit mai departe paralel. În caz contrar dispune de o ieșire serie pentru extragerea datelor.

În figura 18.2 se explică modul de lucru al registrului paralel. Aceleași date ca și în exemplul precedent trebuiesc introduse într-un registru tot cu 4 celule. Se observă că la momentul t_1 toate datele au fost transferate operația durînd de 4 ori mai puțin decît cea din cazul registrului serie.

Registrele serie-paralel îmbină cele două moduri de lucru prezentate. Din această categorie face parte și circuitul integrat CDB 495 ce va fi prezentat în cele ce urmează.

Din exemplele prezentate s-a remarcat faptul că datele (nivele logice 1 sau 0) pot fi deplasate din bistabil în bistabil de la stînga la dreapta.

Sînt cazuri cînd este nevoie ca deplasarea să se facă și de la dreapta la stînga. Un asemenea caz poate fi cel în care s-a greșit ordinea de introducere a datelor. În acest mod este necesară o deplasare înapoi cu un pas (sau mai mulți) a datelor și introducerea nivelului logic corect. Un asemenea circuit este conținut de capsula CDB 495E (fig. 18.3). Este un registru de deplasare de 4 biți (noțiunea de bit este atașată unei celule ce poate memora un nivel logic 0 sau 1). Pe lîngă faptul că posedă ambele moduri de deplasare, poate fi încărcat și paralel. Bineînțeles că are și posibilitatea introducerii în serie a datelor. Să remarcăm faptul că sînt accesibile toate ieșirile Q ale celor 4 circuite basculante bistabile de tip $R-S-T$.

Realizarea operației de deplasare-dreapta sau deplasare-stînga depinde de starea logică în care se află intrarea control de mod (pin 6). Cînd intrarea control-mod se află în starea logică 0, ieșirea fiecărui bistabil este conectată la intrarea următorului. Comanda de deplasare dreapta se dă prin intrarea

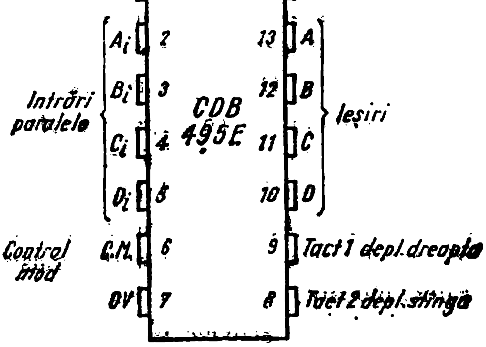


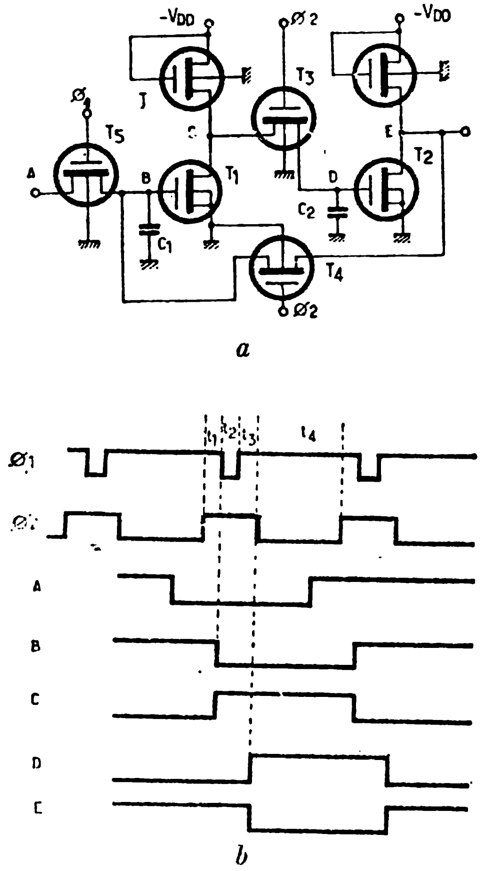
Fig. 18.3. Registrul serie-paralel CDB 495E.

de tact *1*. Informația se transferă pe frontul negativ al impulsului de tact.

Deplasarea stînga este condiționată atît de starea intrării control de mod, cît și de conexiunile efectuate de utilizator. Astfel, ieșirea Q_D (pin *10*) se leagă la intrarea *C* (pin *4*), ieșirea Q_C (pin *11*) la intrarea B (pin *3*), ieșirea Q_B (pin *12*), la *A* (pin *2*), iar Q_A (pin *13*) la intrarea serie (pin *1*). Aplicînd un nivel logic 1 la intrarea control-mod, datele vor fi deplasate spre stînga pe frontul negativ al impulsului de tact de la intrarea Tact *2* (pin *8*). În acest caz, intrarea datelor se face în serie pe la intrarea *D* (pin *5*).

Acest registru poate fi utilizat ca registru de memorie cu acces paralel, memorie tampon la afișaje etc. Ca divertisment se poate utiliza în diverse circuite de lumină dinamică pentru pomul de iarnă, jocuri logice, reclame etc.

Registre statice. Tehnologia MOS permite realizarea unor registre cu un număr foarte mare de celule de memorie (de ordinul zecilor). În registrele statice elementele de bază sînt tot bistabilele. Schema tipică a unui astfel de bistabil este cea din figura 18.4, a. Pentru transferul datelor dintr-un etaj în următorul sînt necesare două semnale de tact, $Ø_1$ respectiv $Ø_2$.



a

b

Fig. 18.4. Registru static.

Presupunem că se intră pe *A* cu un semnal de felul celui din figura 18,4, b. În timpul perioadei t_1 a semnalului de tact $Ø_2$, porțile tranzistoarelor T_3 și T_4 sînt la potențialul masei. Fiind blocate, informația este stocată în capacitățile grilelor C_1 și C_2 care rămîn încărcate. În timpul t_2 tactul $Ø_1$ ia o valoare negativă, care are ca efect deschiderea tranzistorului T_5 și transferarea informației în *B*. Nivelul logic 1 (logică negativă) prezent în *A* se regăsește în *B*, capacitorul C_1 se încarcă negativ, tranzistorul T_1 devine conductor și potențialul din *C* trece în zero. În timpul t_3, $Ø_1$ revine la zero, blocînd T_5 și izolează intrarea lui T_1, C_1 conservă sarcina sa, iar punctul *C* rămîne la nivelul 0.

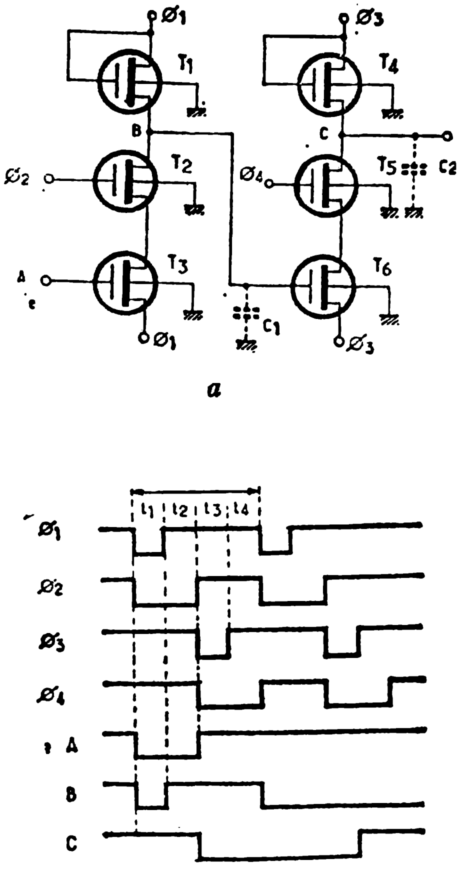
Dacă în timpul t_4, $Ø_2$ devine negativ, ceea ce ar deschide T_3 și T_4, potențialul din *C* se aplică în *D*. Tranzistorul T_2 se blochează, iar bistabilul trece în starea T_1 conduce şi T_2 blocat.

După cum se observă, acest tip de bistabil conţine un număr mare de tranzistoare MOS. Acest dezavantaj se elimină în cazul registrelor dinamice.

Registre dinamice. În celula bistabilă dinamică informaţia este memorată sub formă de sarcină electrică pe capacitatea de grilă a tranzistoarelor MOS. În cazul registrelor statice este necesar un semnal de tact bifazic a cărui frecvenţă poate lua orice valoare între zero şi frecvenţa maximă de lucru permisă tehnologic (de obicei 1 MHz).

Contrar registrului static, registrul dinamic poate funcţiona numai cu un tact cu 4 faze, iar frecvenţa nu poate lua valori sub o limită stabilită tehnologic.

În figura 18.5,a este prezentată schema de bază a bistabilului dintr-un registru dinamic. Dacă pe intrarea A apare un nivel logic 1 (negativ), tranzistorul T_3 primeşte pe grila sa o tensiune negativă. La momentul t_1, intrările de tact $\varnothing_1$ şi $\varnothing_2$ iau o valoare de -26 V. T_3 este blocat şi C_1 se încarcă prin T_1 care conduce. În timpul t_2, $\varnothing_1$ revine la 0, dar $\varnothing_2$ rămîne la -26 V.



a

b

Fig. 18.5. Registru dinamic.

Tranzistorul T_1 este menţinut blocat în timp ce T_2 şi T_3 sînt conductoare şi C_1 poate să se descarce. În timpul t_3, $\varnothing_3$ şi $\varnothing_4$ iau o valoare nagativă (-26 V), T_5 şi T_6 sînt blocate în timp ce t_4 conduce şi permite lui C_2 să se încarce negativ. În momentul t_4 grila lui T_6 (punct B) este la zero (tranzistor blocat) şi permite păstrarea informaţiei în capacitatea C_2. Se observă că la finele ciclului de tact $(t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$ nivelul negativ (1 logic) aplicat în A se regăseşte în C (fig. 18.5, b). Pe următorul ciclu de tact informaţia este transferată în următorul bistabil.

La C.C.S.I.T.S. (Microelectronica) se fabrică circuitul ROM 03. Este un registru de deplasare (dinamic) cu capacitatea de 64 biţi realizat în tehnologie MOS cu canal P şi poartă de aluminiu.

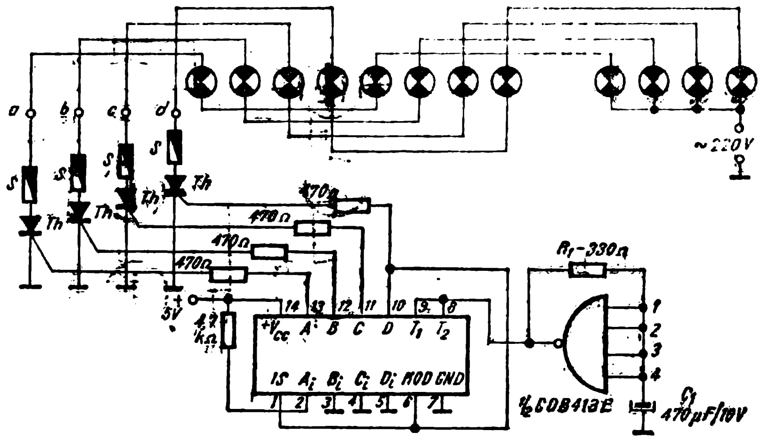


Fig. 18.6. Lumină dinamică cu CDB 495 E.

Montaj cu registru de deplasare:

Lumină dinamică

Cu registrul de deplasare CDB 495 E se poate realiza un montaj simplu de „lumină dinamică". Montajul poate fi folosit cu succes la aranjamente scenice, pentru pomul de iarnă etc.

Schema electrică (fig. 18.6) conține un generator de semnale dreptunghiulare realizat cu o jumătate din capsula integrată CDB 413 E. Perioada de oscilație este dictată de constanta R_1C_1.

Valorile acestor componente se pot modifica în limite destul de largi pentru a obține frecvența dorită (totuși R_1 nu se va micșora sub 200 Ω). Circuitul CDB 495 E este un registru de deplasare conectat în schema din figura 18.6, astfel încît să realizeze o deplasare spre dreapta a informației aflate la intrarea serială.

Funcționarea montajului se bazează pe recircularea unui 1 logic (+5 V) de către registrul de deplasare CDB 495 E. Prin trecerea lui 1 logic pe la fiecare ieșire a registrului de deplasare, fiecare tiristor este adus pe rînd în conducție, în acest fel comandîndu-se aprinderea secvențială a becurilor, dînd impresia de mișcare a luminii.

Viteza de mișcare a luminii se reglează din potențiometrul de 100 Ω. Becurile vor fi de 26 V/0,3 A și se vor lega 9 becuri în serie la anodul fiecărui tiristor. Tiristoarele sînt de tipul T1N4 (1 A/400 V). Siguranțele *S* sînt de 0,5 A. În cazul în care se dorește să se comande becuri de 220 V, tiristoarele vor fi înlocuite cu altele corespunzătoare, în funcție de numărul de becuri comandate.

Capitolul 19

NUMĂRĂTOARE

ing. ANDRIAN NICOLAE

Încă de la începuturile telefoniei automate s-a pus problema selectării abonaților prin intermediul unor impulsuri, fiecărui abonat fiindu-i repartizat un număr. Erau necesare însă niște dispozitive care să rețină numărul. Mai întîi s-au prevăzut cîte o pereche de relee pentru fiecare impuls memorat. Astfel, pentru 10 impulsuri erau necesare 10 perechi. Din cauza complexității s-a trecut de la acest mod de lucru zecimal la unul binar. Astfel, cu numai 4 perechi de relee se puteau număra pînă la 16 impulsuri (2^4 — s-a arătat la capitolul circuite logice). Apariția circuitelor integrate logice a rezolvat problema gabaritului, consumului exagerat de energie și a prețului de cost. Un numărător este format din circuite basculante bistabile interconectate într-un mod logic.

În majoritatea echipamentelor numerice se găsesc circuite basculante bistabile în scheme de numărare. Ele sînt utilizate nu numai pentru numărare, ci și pentru comanda secvenței de operare a unui sistem, divizarea frecvenței precum și pentru construirea unor operatori matematici.

În sensul cel mai elementar, numărătoarele sînt sisteme cu memorie, adică ele memorează numărul de impulsuri de tact care au fost aplicate la intrare.

De asemenea numărătoarele au o largă utilizare în montaje de divertisment, automatizări casnice etc.

După modul de operare, numărătoarele pot fi sincrone sau asincrone.

NUMĂRĂTOARE ASINCRONE

Acest tip de numărător realizează un transport succesiv al impulsurilor. Numai primul bistabil se află în contact direct cu sursa de impulsuri numită și tact. În rest, influența are loc succesiv, fiecare bistabil fiind influențat de starea celui dinaintea sa.

Numărătorul asincron cu transport succesiv este tipul de numărător elementar realizat în mod uzual sub formă integrată (TTL). Este cel mai simplu tip de numărător, dar are inconvenientul că nu poate lucra la frecvențe foarte mari.

Pentru a înțelege funcționarea practică a unui astfel de numărător vor fi prezentate două capsule integrate realizate de I.P.R.S. fiind cele mai utilizate atît de profesioniști, cît și de amatori.

Circuitul integrat CDB 493E

Generalități. Capsula CDB 493 conține un numărător cu patru celule basculante bistabile master-slave (stăpîn-sclav) (fig. 19.1). Trei dintre ele (*B*, *C* și *D*) sînt interconectate intern, formînd un numărător divizor prin 8. Al patrulea bistabil (*A*) se utilizează ca divizor cu 2 sau interconectat exterior în serie cu celelalte (rezultă un divizor prin 16). Sînt prevăzute două intrări de numărare (pinul *14* pentru celula *A* și pinul *1* pentru celula *B*). De asemenea, ieșirile *Q* ale bistabilelor sînt accesibile prin intermediul pinilor *8*, *9*, *11* și *12*.

Aducerea la zero a numărătorului (toate cele 4 bistabile) se realizează prin intermediul pinilor *2* și *3*.

Alimentarea se face de la o sursă de 5 V ± 5% („+" la pinul *5* și „—" la pinul *10*).

Pentru a înțelege mai bine funcționarea în timp a numărătorului, se dau cele 16 stări succesive (fig. 19.2).

Această tabelă de adevăr va folosi la explicarea funcționării divizoarelor prin 7, 9, 10 și 14, realizate cu ajutorul capsulei CDB 493 E.

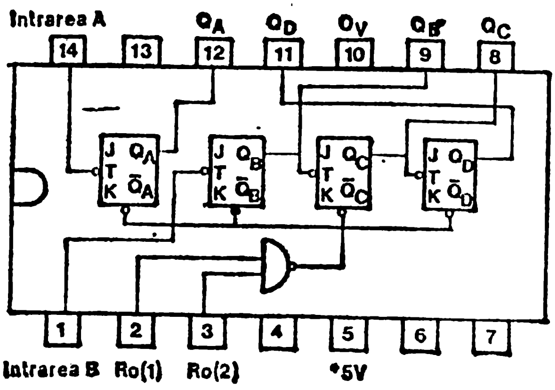


Fig. 19.1. Numărătorul asincron CDB 493E.

stări logice	ieșiri			
	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	①	①	①
8	1	0	0	0
9	①	0	0	①
10	①	0	①	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	①	①	①	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

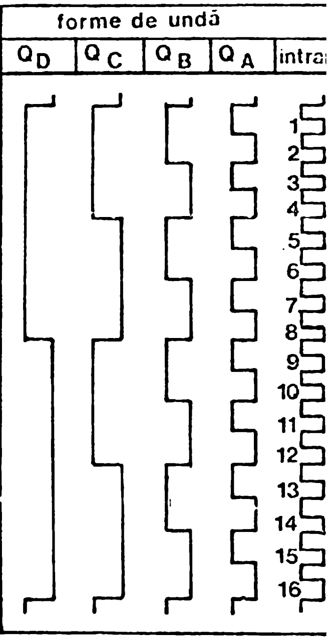


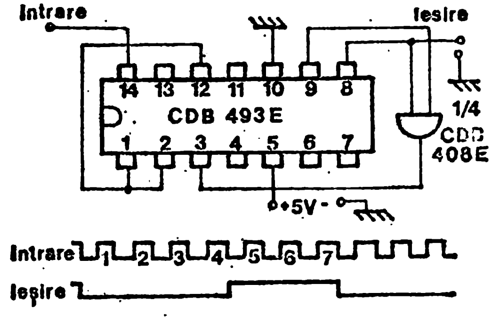
Fig. 19.2. Tabela de adevăr pentru explicarea funcționării numărătorului CDB 493E.

Aplicații. Numărătorul CDB 493 intră în componența aparaturii cu afișaj numeric, a programatoarelor, în memorii, sintetizoare de frecvență, calibratoare cu cuarț, automate telegrafice, generatoare de funcții etc.

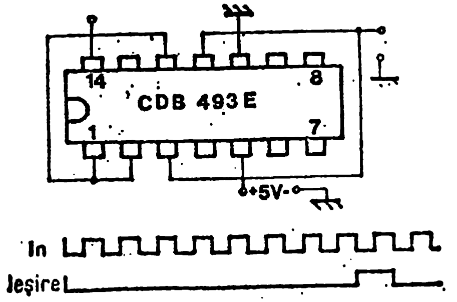
O aplicație imediată o reprezintă divizoarele de frecvență. Dispunînd de 4 circuite basculante bistabile, se poate realiza orice divizor printr-un număr întreg între 1 și 16 (2^4).

În continuare se dau cîteva numărătoare (divizoare) cu ajutorul cărora se pot realiza calibratoare cu diferite cristale de cuarț.

Figura 19.3, a reprezintă schema unui *numărător divizor prin 7*. Pentru a număra pînă la 7 (revenind apoi în starea zero) s-au prevăzut niște reacții exterioare. Acestea se realizează în așa



Numărător divizor prin 7



Numărător divizor prin 9

Fig. 19.3. Numărătoare divizoare: a) prin 7; b) prin 9.

fel încît în starea 7 cele două intrări de aducere la zero să capete simultan nivelul logic 1. Din tabelul de adevăr se observă că starea 7 se caracterizează prin nivel logic 1 la ieşirile Q_A, Q_B, şi Q_C. Trebuie realizat un decodificator al acestei stări. Un circuit *SI* cu 3 intrări ar rezolva situaţia, dar este neeconomic. De aceea se preferă folosirea unui circuit SI cu 2 intrări, conectat între terminalele Q_B, Q_C şi R_0 (2). Ieşirea Q_A se leagă direct la R_0 (1). În starea 6 apare nivel logic 1 la R_0 (2); Q_B şi Q_C au nivel logic 1. Aducerea la zero are loc la începutul stării 7, cînd bistabilul *A* trece în starea 1. După aceea ciclul se repetă.

În acelaşi mod se poate realiza un *numărător (divizor) prin 9* (fig. 19.3,b). Pentru a aduce la zero cele 4 bistabile, se decodifică starea 1 de la ieşirile Q_A şi Q_D. După cum se observă, această combinaţie nu apare la nici o stare anterioară (de la 0 la 8). Conexiunile sînt directe ($Q_A - R_0$ (1) şi $Q_D - R_0$ (2)). Forma de undă este asimetrică şi se culege de la ieşirea Q_D.

Forma îngustă a impulsurilor (armonici multe) face numărătorul util în realizarea calibratoarelor.

Urmînd aceeaşi metodă, se pot realiza divizoare printr-o cifră oarecare (între 1 şi 16). Acest lucru este util radioamatorilor care vor să realizeze un calibrator şi dispun de cuarţuri diferite (100 kHz, 500 kHz sau 1 MHz).

Numărătorul CDB 490E

Generalităţi. Capsula CDB 490E conţine un numărător decadic cu patru celule bistabile „stăpîn-sclav" (fig. 19.4). Trei dintre ele sînt interconectate în aşa fel încît formează un numărător divizor prin 5. Al patrulea bistabil se utilizează ca divizor cu 2. Cele două grupe interconectate duc la realizarea unei divizări prin 10. Sînt prevăzute două intrări de numărare (fig. 19.4,b — pinul *14* pentru celula divizoare cu 2 şi pinul *1* pentru celula divizoare cu *5*).

De asemenea, ieşirile *Q* ale bistabilelor sînt accesibile prin intermediul pinilor *8*, *9*, *11* şi *12*.

Aducerea la zero a numărătorului se realizează prin intermediul pinilor *2*, *3* şi *6*, *7*. Alimentarea se face de la o sursă de 5 V ± 5% („+" la pinul *5* şi „—" la pinul *10*).

Utilizare practică. O primă posibilitate de folosire este ca *divizor al unei*

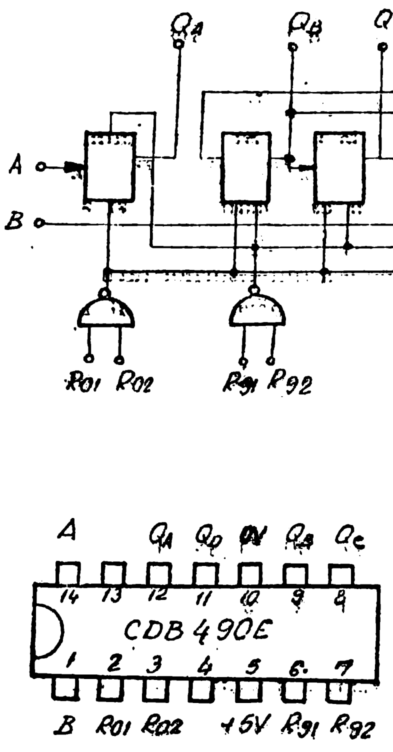


Fig. 19.4. Numărătorul CDB 490E.

frecvențe (prin 2 sau 5, figura 19.5). Pentru a putea număra, cel'puțin una dintre intrările R_{01}, R_{02} și una dintre R_{91}, R_{92} trebuie să se afle în starea logică 0 (0...0.4 V). Aducerea la zero a tuturor bistabilelor se face prin aplicarea unui impuls pozitiv (nivel logic 1) pe intrarea R_0, care s-a aflat în starea 0 pe durata numărării. În exemplul considerat s-a conectat la +5 V pinul *2* (R_{01}), iar pinul *3* (R_{02}), printr-o rezistență de 470 Ω, la masă. Prin închiderea contactului *K* se aduce la zero numărătorul.

Impulsurile de numărat pot proveni de la un generator care posedă o rezistență de ieșire mai mică de 470 Ω, iar nivelul logic 0 este o tensiune de maximum 0,4 V.

Aplicații. Numărătorul CDB 490E are diverse utilizări în aparatura numerică. Poate fi găsit în numărătoare cu afișaj digital, diferite programatoare, registre de stocare a informației etc.

Pentru amatorii de construcții electronice, CDB 490E poate fi folosit în sintetizoare de frecvență, calibratoare cu cuarț, divizoare de frecvență, diverse generatoare etc.

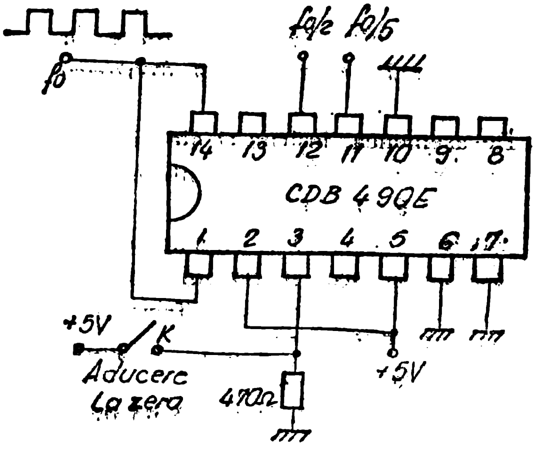


Fig. 19.5. Divizor de frecvență cu CDB 490E.

NUMĂRĂTOARE SINCRONE

Numărătorul sincron elimină inconvenientul întîrzierilor cumulative ale bistabilelor, care apar la numărătorul asincron. Într-un numărător sincron, toate bistabilele sînt controlate de același impuls de tact. Frecvența de lucru este limitată numai de întîrzierea oricărui bistabil plus întîrzierea introdusă de porțile de interconectare.

Ca exemplu se va descrie *numărătorul decadic sincron* și reversibil conținut în capsula CDB 4192E. După cum se

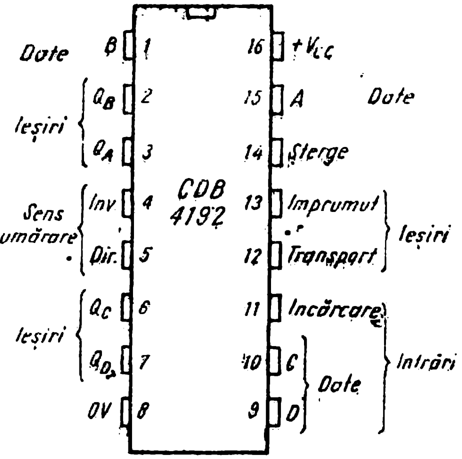


Fig. 19.6. Numărătorul decadic sincron CDB 4192E.

vede în figura 19.6 este o capsulă cu 16 pini. Alimentarea se face pe la pinii *8* (masă) şi *16* (+5 V). Tensiunea de alimentare poate avea o variaţie de +5%. Numărătorul are două intrări de tact pentru numărarea directă sau inversă. Sensul de numărare se stabileşte de intrarea pe care se aplică impulsurile de numărat. În acest timp cealaltă intrare se conectează la nivel 1 logic (+5 V).

Bascularea bistabililor interni se realizează pe frontul crescător al impulsului de tact (tranziţia din 0 în 1).

Numărătorul poate fi încărcat şi paralel. Pentru aceasta s-au prevăzut 4 intrări de date (*A*, *B*, *C*, *D*) şi o intrare de comandă încărcare. Dacă intrarea de încărcare este conectată la masă (0 logic), semnalele de la intrări vor fi memorate şi apar la ieşirile Q_A, Q_B, Q_C şi Q_D. Operaţia de încărcare paralelă este independentă de intrarea de tact.

O altă intrare este cea de aducere la zero (ştergere sau resetare). Dacă această intrare este conectată la 1 logic, toate ieşirile sînt aduse la zero, indiferent de starea în care se află celelalte intrări.

Există o ieşire denumită de transport, care trece în starea zero cînd numărătorul a atins numărul maxim de impulsuri pe care poate să le stocheze (10).

Ieşirea de împrumut este caracteristică numărării inverse. Aceasta trece în starea zero cînd se atinge numărul maxim de impulsuri stocate.

Aceste numărătoare sînt utilizate şi conectate în cascadă pentru a putea stoca un număr mai mare de impulsuri. Fiecare numărător adăugat măreşte de 10 ori capacitatea globală. Fiind un numărător cu posibilităţi multiple este foarte apreciat atît în calculatoare de operaţii aritmetice, cît şi în automatizări. Printre aplicaţii pot fi enumerate: sintetizoarele de frecvenţă, frecvenţmetre cu sumare sau scădere a două sau mai multe frecvenţe etc.

Iată *un exemplu* în care ar putea fi utilizat; să presupunem că dorim să cunoaştem în permanenţă numărul de persoane dintr-o mare expoziţie sau dintr-o instituţie publică etc. Pentru a realiza acest lucru este necesar să cunoaştem numărul maxim care ar putea fi acceptat la un moment dat. Să presupunem că nu se depăşeşte niciodată, cifra 1 000. Se realizează un numărător cu 3 decade CDB 4192 şi se prevăd o intrare şi o ieşire separate din expoziţie. La fiecare uşă de acces se conectează cîte un dispozitiv cu celulă fotoelectrică. Cel de la intrare se conectează la intrarea de numărare directă a nu mărătorului, iar cel de la ieşire la intrarea de numărare inversă.

Impulsurile de la intrare se stochează în numărător, iar cele de la ieşire se scad din cele stocate. Un afişaj obişnuit cu tuburi Nixie sau diode LED indică numărul de persoane aflate în orice moment în incinta expoziţiei, muzeului etc.

Acesta a fost un exemplu intuitiv de rezolvare banală a unei probleme care fără ajutorul circuitelor integrate ar fi pus mari dificultăţi.

MONTAJE CU NUMĂRĂTOARELE INTEGRATE CDB 490E ŞI CDB 493E

Temporizator digital

Un temporizator se poate utiliza în automatizări industriale, automatizări casnice, laboratoare foto etc.

În figura 19.7 este prezentat un montaj ce poate asigura temporizări între zecimi de secunde şi ore, acoperind astfel aproape toate domeniile de utilizare ale unor asemenea dispozitive. Toate componentele electronice sînt de

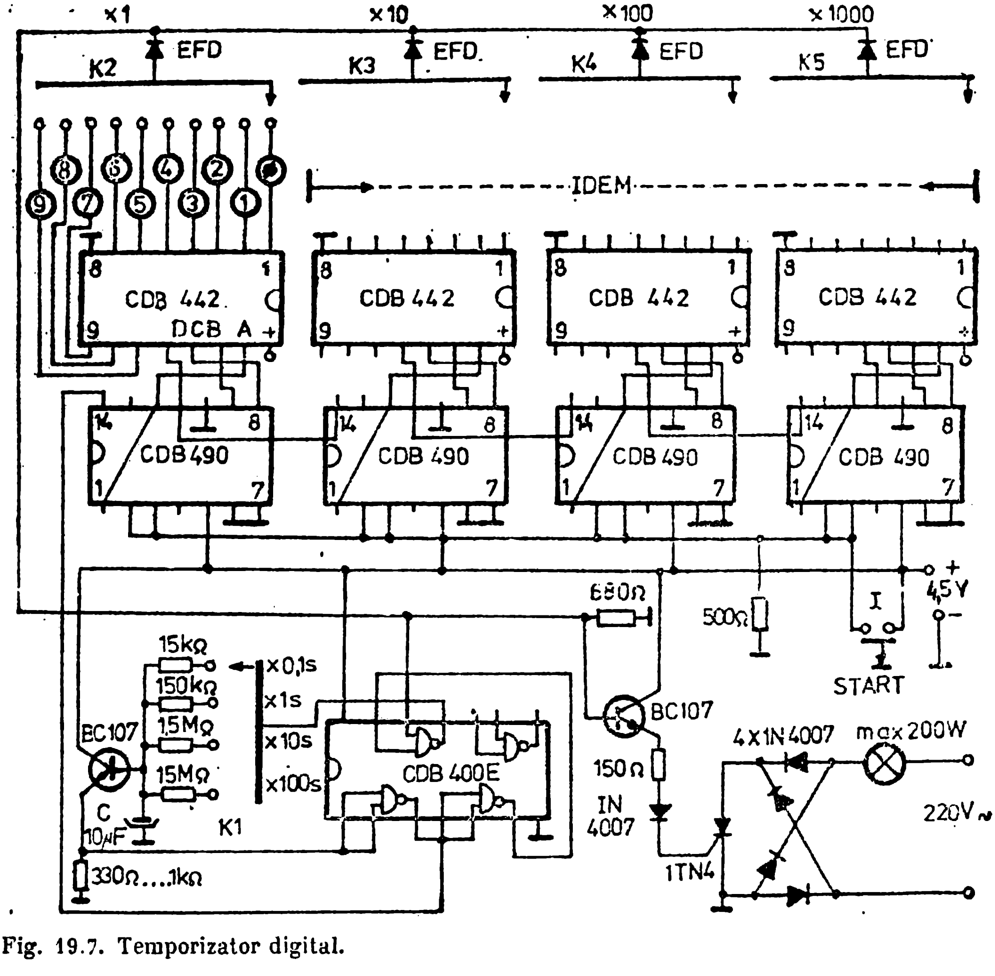

x1
x10
x100
x1000
EFD
EFD
EFD
EFD
K2
K3
K4
K5
IDEM
CDB 442
DCB A
CDB 442
CDB 442
CDB 442
CDB490
CDB 490
CDB 490
CDB 490
680Ω
500Ω
+ 4,5V
-
I
START
15kΩ
150kΩ
1,5MΩ
15MΩ
x0,1s
x1s
x10s
x100s
BC107
C 10μF
K1
330Ω...1kΩ
CDB 400E
BC107
150Ω
1N 4007
1TN4
4x1N4007
max200W
220V~

Fig. 19.7. Temporizator digital.

fabricație I.P.R.S. Schema conține un oscilator ce furnizează baza de timp selectabilă între 0,1 și 100, un șir de numărătoare decadice și decodificatoare binar-zecimale, 4 comutatoare cu cîte un galet pentru programarea temporizării și un circuit cu tiristor ce realizează aprinderea becului sau permite alimentarea cu energie a dispozitivului de execuție.

Oscilatorul are în componența sa 4 porți NAND dintr-o capsulă de tipul CDB 400E. Pentru a realiza oscilații cu perioada mare, utilizînd capacitoare de capacitate mică și rezistențe de valoare ridicată, s-a introdus un tranzistor ce joacă rolul de adaptor de impedanță. Schimbarea gamelor de timp se realizează prin modificarea constantei *RC* cu ajutorul comutatorului K_1.

Numărătorul de impulsuri bază de timp este compus din patru capsule de tipul CDB 490E. Fiecare capsulă conține cîte un numărător decadic. Intrarea de numărare se află la pinul *14*, iar aducerea la zero se realizează o dată pentru tot șirul prin închiderea contactului *1*. Astfel, pe pinii *2* și *3* se aplică un nivel logic 1 ce comandă ștergerea conținutului memorat.

Decodificatorul are în componența sa 4 celule de decodificare binar-zecimală tip CDB 442E (a se vedea capitolul decodificatoare). Ieșirile acestora se leagă la 4 comutatoare cu cîte un galet fiecare. Comutatoarele pot fi înlocuite cu cîte 10 borne plus un fir cu banană ce se introduce într-unul din lăcașele selectate pentru temporizare. Citirea se face prin observarea pozițiilor celor 4 comutatoare cuplate cu decodificatoarele binar-zecimale. Cifra unităților este indicată de poziția comutatorului K_2, a zecilor de K_3, a sutelor de K_4 și a miilor de K_5. Această cifră este înmulțită cu valoarea bazei de timp, aflîndu-se astfel durata temporizării.

Circuitul de aprindere a becului conține un tiristor și o punte de redresare a curentului alternativ furnizat de rețea. Comanda tiristorului se realizează prin intermediul unui tranzistor tip BC 107.

Exemplu de programare. **Presupunem** că dorim o temporizare de 30 minute. Se închide contactul *1*. Se fixează comutatorul K_1 pe poziția *Xls*, comutatorul K_2 pe poziția 0, K_3 pe 0, K_4 pe 8 și K_5 pe 1. După aceea se alimentează dispozitivul. Startul se dă prin deschiderea contactului *1*.

Generator de semnale etalon

Pornind de la un oscilator cu cuarț, cu frecvența de 500 kHz (sau 1 MHz) se obțin 10 semnale cu diverse frecvențe, avînd stabilitatea oscilatorului cu cuarț.

Schema se compune dintr-un oscilator, un separator, 3 circuite numărătoare-divizoare cu cîte un decodificator cu 3 diode (fig. 19.8).

Semnalele au un conținut bogat de armonici și pot fi folosite la etalonarea sau calibrarea aparaturii de emisie-recepție și la depanarea receptoarelor radio și tv.

Oscilatorul propriu-zis s-a realizat cu un tranzistor de tipul BC 107. Cuplarea cu etajul separator s-a realizat prin intermediul capacitorului C_3. Urmează un circuit de redresare monoalternanță (D_1). Tranzistorul T_2 am-

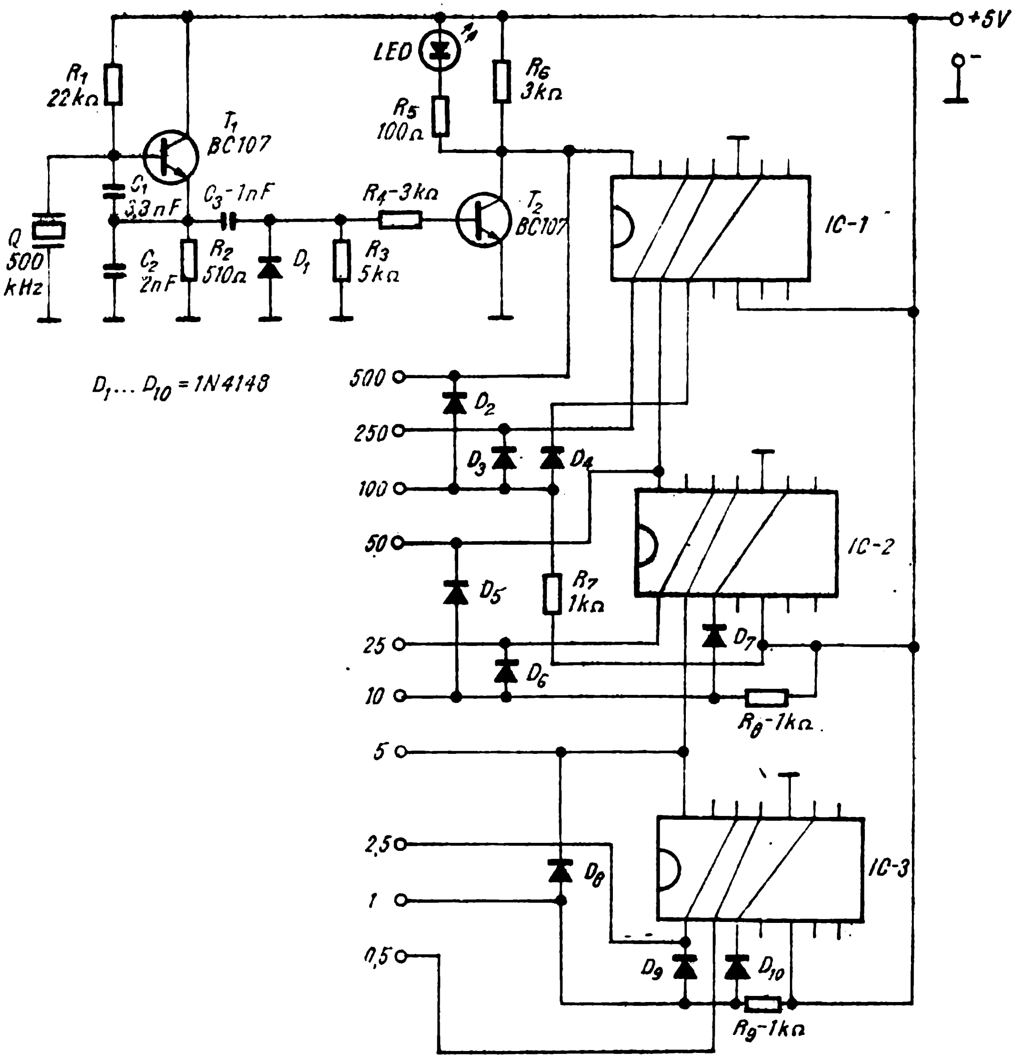

+5V
-
R_1 22kΩ
T_1 BC107
LED
R_5 100Ω
R_6 3kΩ
C_1 3,3nF
C_3-1nF
R_4-3kΩ
T_2 BC107
Q 500 kHz
C_2 2nF
R_2 510Ω
D_1
R_3 5kΩ
IC-1
D_1... D_{10} = 1N4148
500
250
100
50
25
10
5
2,5
1
0,5
D_2
D_3
D_4
D_5
D_6
D_7
D_8
D_9
D_{10}
R_7 1kΩ
R_8-1kΩ
R_9-1kΩ
IC-2
IC-3

Fig. 19.8. Generator de semnale etalon.

plifică semnalul și îl transformă în impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de repetiție de 500 kHz. În colectorul tranzistorului T_2 s-a montat o diodă luminiscentă care indică starea de funcționare a oscilatorului. Impulsurile se aplică la intrarea circuitului integrat logic CDB 493E (C1 — 1). Pe ieșirile Q ale bistabilelor numărătorului apar semnale dreptunghiulare cu frecvența de repetiție egală cu 250 kHz, 100 kHz și 50 kHz. Frecvența de 50 kHz se aplică celui de-al doilea numărător. Pe ieșirile acestuia rezultă frecvențele: 25 kHz, 10 kHz și 5 kHz. Pentru a avea la dispoziție un număr mai mare de frecvențe audio s-a introdus cel de-al treilea numărător, tip CDB 493E. Pe ieşirile acestuia sînt disponibile frecvenţele 2,5 kHz, 1 kHz şi 500 Hz. Toate circuitele numărătoare au fost prevăzute cu conexiuni de reacţie externă, astfel încît fiecare divizează într-un raport de 1:10.

Zar electronic

Montajul prezentat în continuare nu este numai o „jucărie“, ci un mod distractiv de familiarizare cu circuitele logice TTL şi cu comanda diodelor luminiscente (LED) cu ajutorul porţilor logice.

Zarul electronic este un dispozitiv care generează o combinaţie de stări logice afişate cu ajutorul LED-urilor ca la un zar obişnuit.

Schema 19.9 conţine două circuite integrate TTL ambele fabricate de I.P.R.S.: CDB 490E — numărătorul zecimal şi CDB 404—inversor hexuplu.

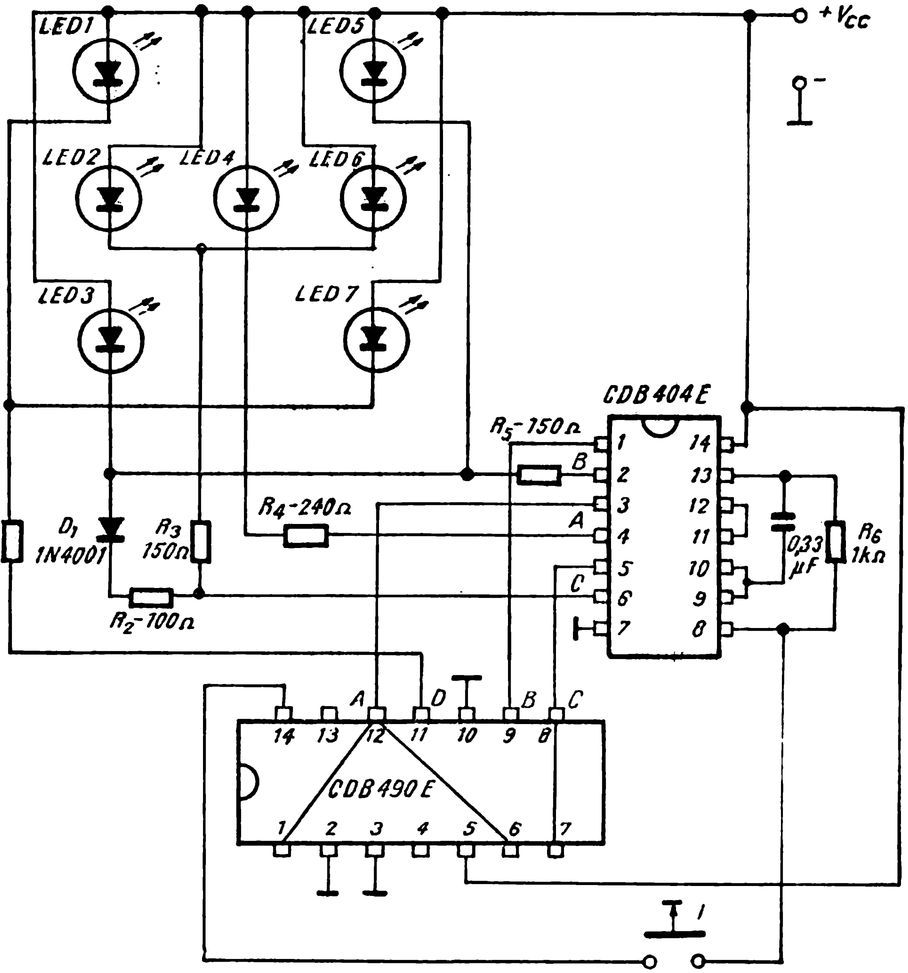

LED1
LED2
LED3
LED4
LED5
LED6
LED7
+Vcc
CDB404E
R5-150Ω
R4-240Ω
R1 150Ω
D1 1N4001
R3 150Ω
R2-100Ω
0,33 µF
R6 1kΩ
A
B
C
D
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
CDB490E
I

Fig. 19.9. Zar electronic.

Principiul de funcţionare constă în numărarea unor impulsuri şi afişarea acestora. Numărătorul zecimal CDB 490E a fost făcut să numere numai 6 stări, fiecare stare corespunzînd unei feţe a zarului. Numărătorul face 5 paşi după care „sare“ direct în starea 9, iar la următorul impuls revine în starea zero. Trecerea din starea 5 şi 9 se efectuează din cauza reacţiilor externe între pinii *12* şi *8* la intrările Reset (pinii *6* şi *7*).

Trei dintre inversoarele capsulei CDB 404E sînt utilizate pentru comanda LED-urilor: *2*, *3*, *4*, *5* şi *6*, asigurîndu-se astfel logica corectă faţă de LED-urile *1* şi *7* care sînt aprinse direct de la ieşirea *D* a numărătorului. Celelalte 3 inversoare conectate la pinii *8—9*, *10—11* şi *12—13* formează un oscilator cu frecvenţa de 1 kHz.

Întrerupătorul *I* cuplează prin apăsare şi revine singur la poziţia de repaus cînd este lăsat liber. În cazul în care se confecţionează două montaje identice, întrerupătorul trebuie să posede contact dublu. În acest caz, valoarea rezistorului R_6 se va schimba la 680 Ω pe unul din montaje, pentru a păstra procesul aleator şi la afişarea valorilor duble. Frecvenţele de oscilaţiie sînt cuprinse între 1 şi 2 kHz, deci nu poate fi vorba de reflexele persoanei care acţionează butonul, o oprire voită pe o anumită combinaţie fiind cu totul exclusă. La oprirea trecerii impulsurilor către numărător se afişează combinaţia rezultată la ieşirea numărătorului în acel moment, LED-urile comandate rămînînd aprinse pînă la o nouă apăsare a butonului.

Realizarea montajului nu pune probleme deosebite. Circuitele TTL se lipesc direct pe un circuit imprimat. Nu există nici un pericol serios de deterioare a circuitelor dacă timpul de lipire nu depăşeşte 5 s. Mai multă grijă se recomandă la lipirea LED-urilor, 2 s fiind timpul de încălzire maxim admis. În ceea ce priveşte montarea LED-urilor, se atrage atenţia asupra respectării polarităţii. Majoritatea acestora prezintă o teşitură pe circumferinţa din imediata apropiere a catodului. La LED-urile de fabricaţie mai veche, terminalele sînt inegale ca lungime; piciorul mai scurt este catodul.

Alimentarea se face de la o baterie de 4,5 V sau de la un alimentator care poate furniza o tensiune de 5 V/ 300 mA în cazul utilizării a 2 zaruri.

ATENŢIE! Conectarea greşită a sursei de alimentare (polaritate inversă) poate duce la distrugerea circuitelor.

Capitolul 20

DECODIFICATOARE

ing. **ANDRIAN NICOLAE**

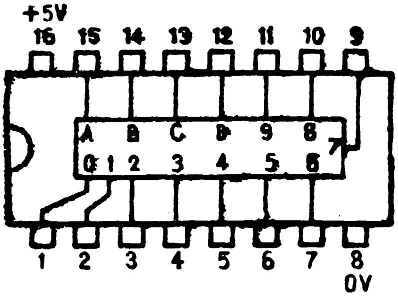
Am constatat că un circuit basculant bistabil poate memora două stări (2^1). Cu două circuite basculante se pot memora patru stări distincte (2^2). De asemenea, numărătoarele cu patru bistabile pot memora pînă la 16 impulsuri. Ca să cunoaștem ce stare este memorată ne folosim de afișaje zecimale care sînt ușor de interpretat, numerele zecimale fiind cele pe care le întîlnim și le utilizăm în mod curent. Dar am văzut că un bistabil prezintă numai două ieșiri binare, iar un numărător de obicei 4 ieșiri (ieșirile Q ale fiecărui bistabil). Deci este nevoie de *ceva* care să facă trecerea de la patru stări la 16 (2^4) sau 10 în cazul numărătoarelor zecimale.

Problema se rezolvă cu ajutorul unor dispozitive numite decodificatoare care fac trecerea dintr-o bază de numerație în alta sau dintr-un cod în altul. În cazul nostru este nevoie de trecerea de la binar natural la zecimal.

Pentru a înțelege modul real de lucru al unui astfel de decodificator se va descrie capsula integrată CDB 442 E fabricată la I.P.R.S. și utilizată în majoritatea cazurilor fie că este vorba de aplicații industriale sau de divertisment.

DESCRIERE. APLICAȚII

Capsula CDB 442 conține un decodificator din binar în zecimal (fig. 20.1,a). El are 16 terminale (circuitele descrise pînă acum au 14 terminale) și decodifică maximum 10 stări ale unui numărător cu 4 celule bistabile (4 biți). Are



a

b

intrări	ieșiri zecimale									
DCBA	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0 0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0 0 0 1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0 0 1 0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0 0 1 1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0 1 0 0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0 1 0 1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0 1 1 0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0 1 1 1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1 0 0 0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1 0 0 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1 0 1 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 0 1 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 0 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 0 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 1 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 1 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Fig. 20.1. Decodificatorul binar-zecimal CDB 442E.

4 intrări (*A*, *B*, *C*, *D*) și 10 ieșiri numerotate de la 0 la 9. La intrările *A*, *B*, *C*, *D* se aplică codul binar corespunzător cifrelor de la 0 la 15 ($2^4 = 16$ combinații; 4 = numărul intrărilor). La una dintre ieșirile 0 ... 9 apare nivel logic 0 dacă codul este din primele nouă poziții ale tabelei de adevăr (fig. 20.1, b). De exemplu, dacă $A = 0$, $B = 1$, $C = 1$, $D = 0$, la ieșirea nr. 6 apare nivel logic 0 (0,2 ... 0,4 V). Restul ieșirilor au nivel logic 1 (circa 3,4 V). Același lucru se întîmplă dacă codul corespunde oricărei cifre de la 0 la 9. Pentru combinațiile logice corespunzătoare cifrelor de la 10 la 15, ieșirile rămîn în starea logică 1. Deci se decodifică numai 10 stări binare.

Acest decodificator se folosește de obicei cuplat cu un numărător integrat de tipul CDB 490 E. Alimentarea se face de la o sursă stabilizată de 5 V („+") la terminalul 16 și („—") la terminalul 8.

Decodificatorul CDB 442 E se folosește în circuite de numărare, relee de timp reglabile în trepte, generatoare de funcții, circuite de comandă la distanță etc.

MONTAJE CU DECODIFICATORUL CDB 442 E

Traductor digital de poziție

Descriem în cele ce urmează construcția unui traductor fotoelectric de poziție, cu indicație digitală. El servește la sesizarea a 256 poziții distincte ale unei piese în mișcare de rotație sau translație. El poate fi utilizat în diverse automatizări unde este necesar să se cunoască poziția unui obiect telecomandat (antenă, vană, ușă), a unei palete introduse într-un curent de fluid (debitmetrul), indicația unui instrument de măsură, poziția de echilibru a unei balanțe automate etc. Toate acestea, traduse în semnal electric, pot fi transmise la distanță, afișate numeric ori folosite pentru diverse acționări.

Principiul de funcționare a traductorului este următorul: piesa în mișcare este solidară cu o placă (disc sau dreptunghi), pe care există o serie de zone transparente pentru lumină (fante) pe un fond opac. Combinația fantelor formează, în cod binar, numere care indică în mod convențional poziția respectivă a piesei. Niște fototranzistoare citesc optic combinația și o transmit unui decodor binar-zecimal. La fiecare din ieșirile acestuia este conectat cîte un tranzistor de tensiune capabil să comande aprinderea unui tub Nixie.

Piesa principală, placa cu fante (fig. 20.2) se confecționează din plastic sau sticlă, zonele opace fiind porțiuni de hîrtie neagră lipită de suportul transparent. Mai precis, ea se poate executa prin fotografierea la scară redusă, pe film de mare contrast, a unui desen „negativ" în tuș. Ca sursă lumi-

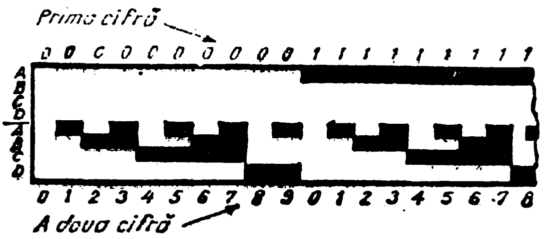


Fig. 20.2. Placă cu fante pentru traductorul digital de poziție.

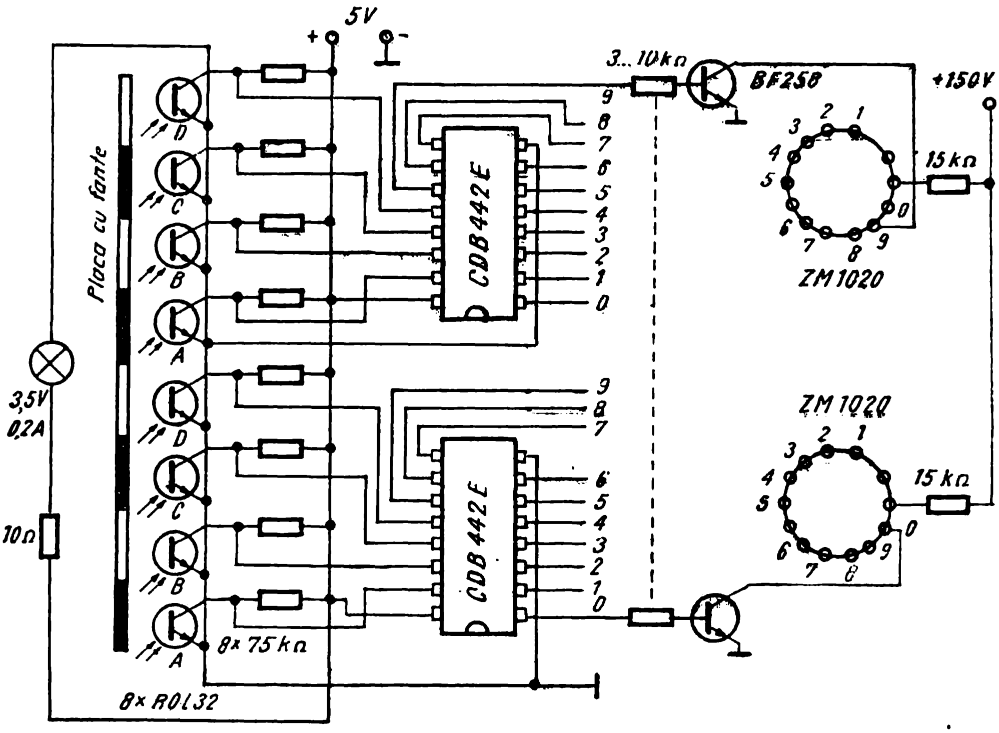


Fig. 20.3. Schema traductorului digital de poziție.

noasă se poate folosi orice bec cu incandescență; este preferabil unul de lanternă (3.5 V/0.2 A), situat la circa 2 cm în fața plăcii cu fante.

Schema electronică (fig. 20.3) conține 8 fototranzistoare conectate cîte 4 la intrările *A*, *B*, *C*, *D* ale celor două decodificatoare. Cînd un fototranzistor este iluminat, tensiunea pe el scade și intrarea respectivă este practic conectată la masă. În funcție de poziția plăcii cu 8 rînduri de fante, în fața celor 8 fototranzistoare se aprind cele două cifre. Zona superioară a benzii indică cifra zecilor, iar zona inferioară unitățile.

Pentru ca lățimea celor 8 rînduri de fante să nu fie supărător de mare, fototranzistoarele pot fi așezate decalat, distanța între centrele lor (deci lățimea unui rînd) fiind de aproximativ 1,5 mm. Acest lucru este posibil deoarece dimensiunea ariei fotosensibile este mult mai mică decît cea a capsulei. Desenul fantelor va fi diferit în acest caz, fiecare rînd fiind decalat cu circa 6 mm față de cel precedent.

Alimentarea se face de la o sursă de 5 ± 0,25 V/0,1 A și una de 3,5 V/0,2 A.

Generator multiton

În figura 20.4 se dă un generator care poate furniza (succesiv) un număr de 10 frecvențe repetabile ciclic. Cu ajutorul lor se poate intona un frag-

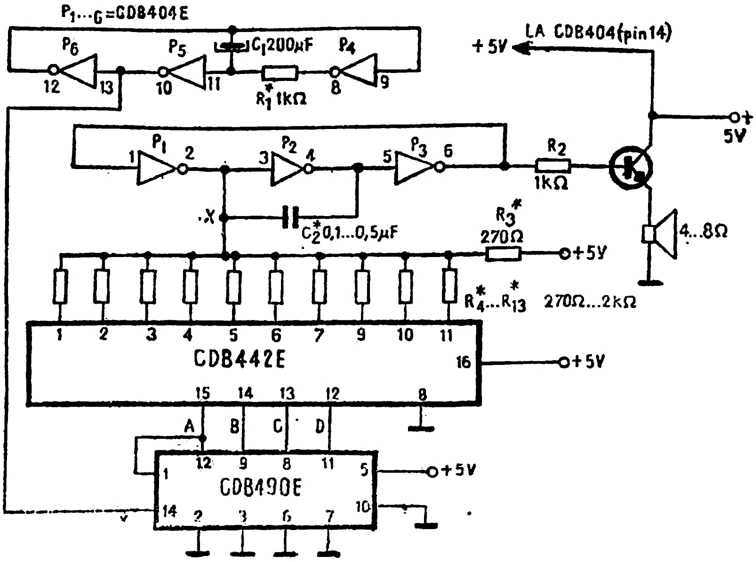


Fig. 20.4. Generator multiton.

ment dintr-o melodie. Ritmul se alege din oscilatorul de tact. De asemenea, prin alternarea într-un anumit mod a frecvențelor se pot imita trilurile unor păsărele.

Schema conține un oscilator comandat în tensiune (P_1, P_2, P_3), un oscilator de tact (stabilește timpul cît se aude un ton), un numărător și decodificatorul. Oscilatorul de tact se realizează cu circuite negatoare (1/2 CDB 404). Frecvența este de aproximativ 0,5 Hz; ea se poate modifica prin schimbarea valorii rezistorului R_1 sau a capacitorului C_1. Impulsurile sînt transmise unui numărător decadic de tipul CDB 490E. Un circuit integrat de tipul celui descris mai sus (CDB 442E) decodifică cele 10 stări succesive ale numărătorului. După cum s-a arătat, la ieșirea decodificatorului apare un nivel logic 0 corespunzător fiecărei cifre. Cînd se numără impulsurile de tact, nivelul logic 0 (0,2 ... 0.4 V) apare succesiv pe la fiecare ieșire a decodificatorului (de la 0 la 9). Ca urmare se conectează la masă cîte un rezistor din șirul R_4 ... R_{13}. Tensiunea de +5 V se divizează de fiecare dată între R_3 și una dintre aceste rezistențe.

Valoarea tensiunii de pe divizor se aplică în punctul x al oscilatorului și-i modifică frecvența.

Valorile rezistoarelor R_4 ... R_{13} se aleg în funcție de tonul dorit (între 300 Ω și 2 kΩ). Tonul este amplificat în putere de un tranzistor repetor și ascultat într-un difuzor (preferabil miniatură).

În figura 20.5 se dă varianta de conectare a circuitelor integrate. Alimentarea se poate face de la un transformator de sonerie. Tensiunea de 8 V se redresează și se filtrează cu un capacitor C_3 (500 μF). Tensiunea stabilizată se obține cu o diodă PL5V1Z.

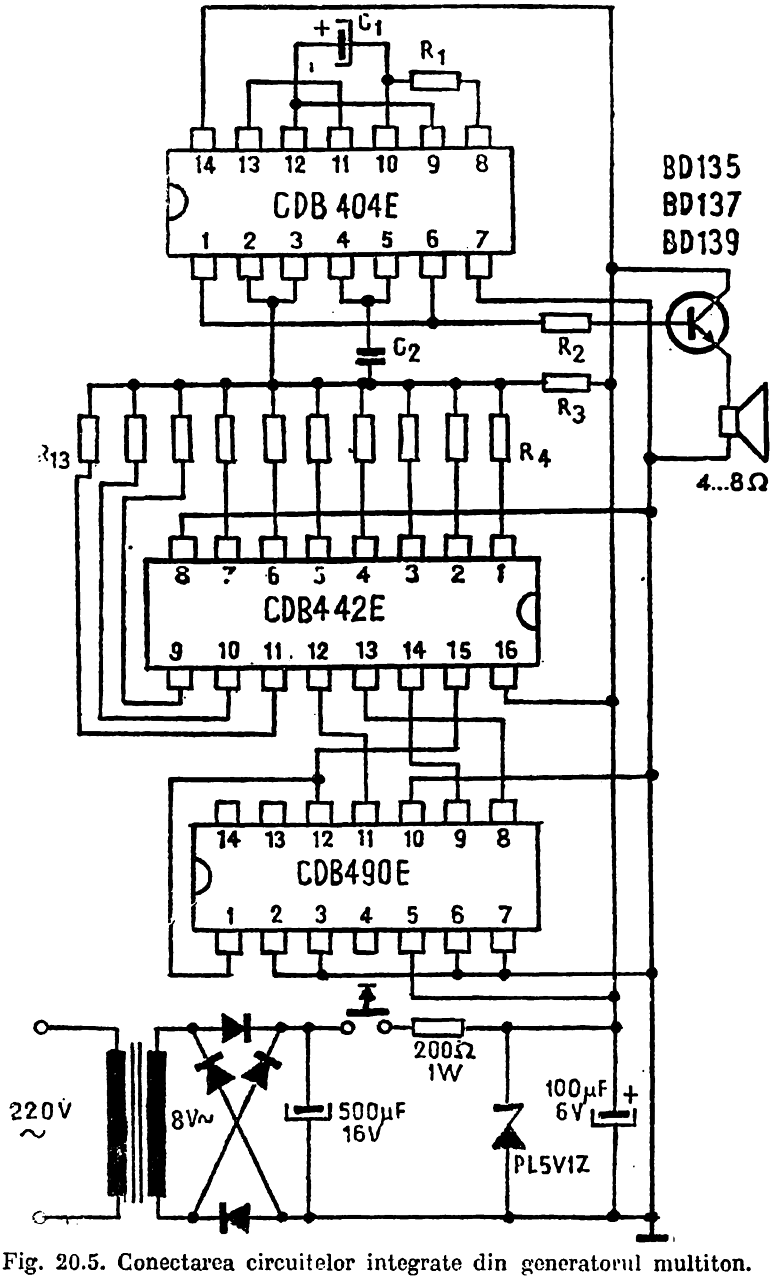

C1
R1
14 13 12 11 10 9 8
CDB 404E
1 2 3 4 5 6 7
BD135
BD137
BD139
C2
R2
R3
R13
R4
4...8Ω
8 7 6 5 4 3 2 1
CDB442E
9 10 11 12 13 14 15 16
14 13 12 11 10 9 8
CDB490E
1 2 3 4 5 6 7
220V ~
8V~
500μF 16V
200Ω 1W
100μF 6V
PL5V1Z

Fig. 20.5. Conectarea circuitelor integrate din generatorul multiton.

Lacăt electronic

La alcătuirea schemei (fig. 20.6) s-a utilizat tabelul de adevăr al circuitului integrat CDB 442E. La fiecare din cele 4 intrări s-a conectat câte un comutator cu un număr oarecare de poziții. Se alege codul binar al unei cifre de la 0 la 9. Se conectează baza tranzis-

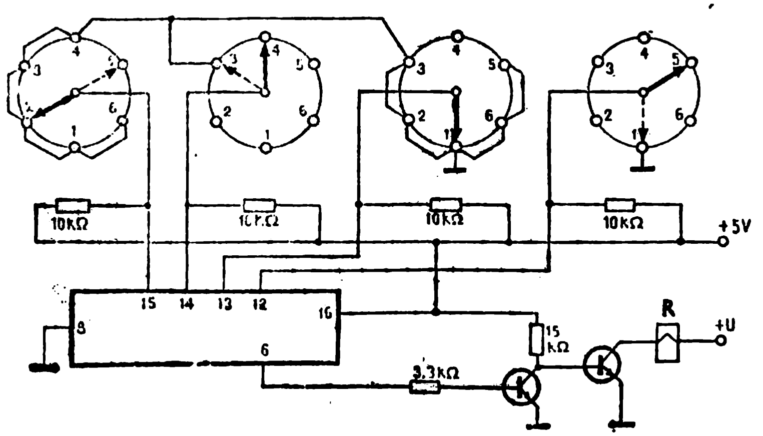


Fig. 20.6. Lacăt electronic.

torului T_1 la ieșirea corespunzătoare a decodificatorului. Comutatoarele ce trebuie să furnizeze 0 logic la una dintre intrările *A*, *B*, *C*, *D* au cîte o poziție conectată la masă (această poziție stabilește cifrul pentru comutatorul respectiv). Restul pozițiilor rămîn neconectate. Comutatoarele care trebuie să furnizeze 1 logic la una dintre intrări au cîte o poziție în gol și celelalte legate la masă.

Pentru a ilustra cele de mai sus, să urmărim schema din figura 20.6. S-au luat 4 comutatoare cu 6 poziții. Cursoarele sînt conectate la cîte una dintre intrări. Codul binar ales este 0101 ($A = 1$, $B = 0$, $C = 1$, $D = 0$). Conform tabelului, cifra 5 are această combinație de cod (terminal *6* — CDB 442).

Deci comutatoarele conectate la *A* și *C* vor avea cîte un terminal în gol, iar cele de la *B* și *C*, cîte o poziție la masă (sînt pozițiile „cheie“ ale cifrului). În exemplul considerat s-au ales pozițiile *5*, *3*, *4* și *1*. 5 341 va fi numărul pe care îl ținem minte, pentru acționarea cifrului. Tranzistoarele T_1 și T_2 formează un amplificator pentru acționarea releului (electromagnet) *R*. Se poate alege în acest mod orice cod dorim. Exemplul considerat permite 6×6×6×6×10 variante. Mărind numărul pozițiilor comutatoarelor la 10, vor fi 10×10×10×10 variante.

Capitolul 21

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

ing. IMRE SZATMARY

Circuitele integrate — adică circuitele electronice active realizate pe un cip (aşchie) de siliciu — se împart în două clase funcţionale:

— circuite integrate liniare sau analogice;

— circuite integrate digitale sau logice.

La apariţia circuitelor integrate liniare, în jurul anilor 1960, s-a realizat transpunerea unor scheme uzuale pe cipul de siliciu. Un prim avantaj care s-a obţinut a fost miniaturizarea. Însă acest avantaj nu compensa preţul de fabricaţie ridicat.

Dezvoltarea realizării circuitelor integrate s-a efectuat pe baza saltului calitativ în ce priveşte tehnica proiectării schemelor electrice în paralel cu progresele vertiginoase ale tehnologiei elaborării semiconductorilor.

Prin adaptarea acestei tehnici cît mai adecvat la tehnologia de fabricaţie, s-au realizat în anii 1964-66 o serie de circuite integrate liniare care au prezentat performanţe echivalente sau puţin superioare circuitelor cu componente discrete (clasice), dar la un preţ de cost mai redus.

Din jurul anilor 1970 s-au obţinut progrese spectaculoase în domeniul fabricaţiei circuitelor integrate liniare. În prezent, practic, nu există nici o categorie de prelucrare a semnalelor în care să nu fie utilizabile cel puţin cîteva tipuri de familii de circuite integrate.

În ţara noastră, pe baza potenţialului atins de industria de componente electronice semiconductoare, la I.P.R.S.-Băneasa, în 1971, începe fabricaţia circuitelor integrate. În prezent la I.P.R.S.-Băneasa se fabrică în serie principalele familii de circuite integrate liniare cum ar fi: amplificatoare operaţionale, comparatoare, circuite audio, radio şi TV, circuite de uz industrial, arii de tranzistoare etc. La C.C.S.I.T.S.-Bucureşti se produc circuite integrate liniare cum ar fi: amplificatoare operaţionale de bandă largă, comparatoare, multiplexoare etc. Este interesant de remarcat că atît la I.P.R.S.-Băneasa, cît şi la C.C.S.I.T.S. se oferă beneficiarului posibilitatea realizării unor circuite integrate „la comandă“, pe baza schemelor funcţionale ce se pot realiza în anumite condiţii (vezi UNICIP 1000-I.P.R.S.). Ca dovadă a dezvoltării continue a industriei electronice din anul 1981 intră în rîndul producătorilor de circuite integrate din ţara noastră şi întreprinderea „Microelectronica“. La această intreprindere fabricaţia se axează, în principal, pe elaborarea circuitelor integrate cu tehnologia MOS.

Pentru realizarea unor scheme funcţionale cu circuite integrate, utilizatorul trebuie în primul rînd să cunoască principalele proprietăţi şi caracteristicile electrice ale acestor circuite. Din acest motiv nu vom prezenta în acest capitol noţiuni cu privire la tehnologia de fabricaţie a circuitelor integrate. Vom considera circuitul integrat ca un circuit electronic complet, insistînd asupra utilizării sale pentru obţinerea funcţiei dorite. Prin urmare, nu vom analiza în amănunt circuitele şi tehnicile de circuit din schema electrică de principiu a circuitului integrat, decît acolo unde aceasta se impune pentru înţelegerea mai bună a unor parametri funcţionali.

De asemenea, schemele funcţionale şi discuţiile prezentate vor fi numai cu circuite integrate româneşti, ale căror performanţe sînt echivalente cu cele produse de firme străine cu prestigiu. Aceasta prezintă avantajul posibilităţii realizării practice a acestor montaje de către electronistul amator.

Deoarece tehnica circuitelor integrate liniare se bazează în bună parte pe amplificatoarele operaţionale, vom prezenta la început principalele proprietăţi şi circuite cu acestea.

Este interesant de amintit că denumirea şi conceptul de amplificator operaţional au fost introduse încă din anul 1947 de către John Ragazzini, într-un articol din publicaţia IRE (mai 1947).

AMPLIFICATORUL OPERAŢIONAL (A.O.)

Spre deosebire de amplificatorul obişnuit (clasic), care are o bornă de intrare, una de ieşire şi masa, amplificatorul operaţional are două borne de intrare: una notată (+), numită intrare neinversoare, una notată (—), numită intrare inversoare, o bornă de ieşire şi masa (fig. 21.1.). (Unele A.O. au ieşire diferenţială, deci două ieşiri.) La amlifpicatoarele operaţionale tensiunea de ieşire este proporţională cu diferenţa celor două tensiuni de intrare:

$$U_{ieş} = A_0(U_p - U_n). \qquad (1)$$

Terminalul (borna) notată cu (—) este intrarea inversoare, iar cea notată cu (+) cea neinversoare a amplificatorului operaţional.

Dacă tensiunea U_p aplicată intrării neinversoare este egală cu tensiunea U_n aplicată intrării inversoare, rezultă $U_{ieş} = 0$; această proprietate aparţine numai amplificatoarelor operaţionale.

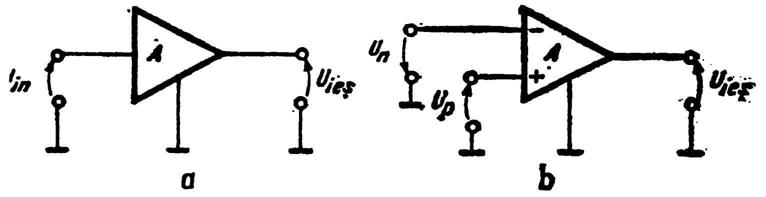


Fig. 21.1. a) Simbolul amplificatorului. b) Simbolul amplificatorului operaţional.

În formula (1), A_0 reprezintă amplificarea în buclă deschisă a circuitului, care are valoare mare şi care este dependentă de frecvenţă.

Ar fi de dorit ca indiferent de valorile tensiunilor U_p şi U_n, cînd $U_p = U_n$, $U_{ieş}$ să fie egală cu zero, dar în realitate A este funcţie de mărimea semnalului, de frecvenţă, de valoarea tensiunii de alimentare, de temperatură. La circuitele operaţionale se constată că atunci cînd $U_p = U_n = 0$ tensiunea de ieşire $U_{ieş}$ este diferită de zero. Acest fapt este explicat prin existenţa unei tensiuni de decalaj (offset) între intrările inversoare şi neinversoare. Valoarea tensiunii de decalaj este de cîţiva milivolţi. Chiar dacă curentul ce trece prin bornele de intrare este mic, el există; ideal ar fi ca el să fie nul.

O altă caracteristică remarcabilă a amplificatoarelor operaţionale, spre deosebire de amplificatoarele obişnuite, este posibilitatea aplicării simultane a reacţiei negative şi pozitive.

În cazul aplicării reacţiei negative amplificatorului operaţional, obţinem configuraţii de circuit cu noi proprietăţi. În realitate, amplificatoarele operaţionale se utilizează în aceste configuraţii cu reacţie. Prin aplicarea reacţiei negative se obţine: micşorarea amplificării, care are ca rezultat mărirea stabilităţii etajului, se lărgeşte banda de frecvenţe şi creşte viteza de lucru, scade nivelul zgomotelor şi al distorsiunilor neliniare. Prin aplicarea reacţiei pozitive se obţin proprietăţi reactive şi regenerative (capacităţi, inductanţe, oscilatoare). Prin realizarea unor reacţii combinate pozitive şi negative se obţin circuite de filtrare ale semnalelor etc. Vom prezenta mai jos principalele configuraţii de amplificatoare operaţionale.

Circuitul amplificator inversor cu reacţie

În această configuraţie (fig. 21.2) o fracţiune din semnalul de ieşire, prin rezistenţa de reacţie R_r, este adusă la intrarea inversoare. Faza semnalului ce provine de la ieşire este opusă fazei semnalului de intrare, astfel reacţia este negativă. Dacă amplificarea în buclă deschisă A_0 este de valoare mare, fapt real al amplificatoarelor operaţionale integrate, rezultă amplificarea cu reacţie

$$A_r = \frac{U_{ieş}}{U_{in}} = -\frac{R_r}{R_1}.$$

Amplificarea circuitului inversor cu reacţie este egală cu raportul dintre rezistenţa de reacţie şi rezistenţa în serie cu intrarea inversoare. Semnalul de la ieşire este în antifază cu cel aplicat la intrare. Altfel spus: semnalul de ieşire este de semn opus cu cel de la intrare (modul inversor), iar amplificarea este, practic, inversă factorului

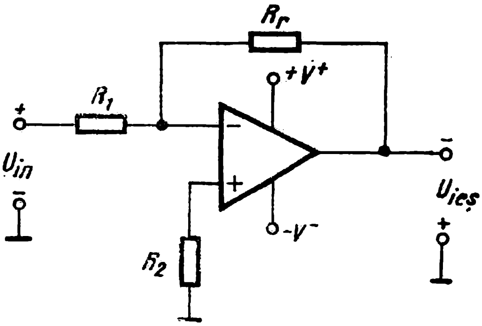


Fig. 21.2. Circuitul amplificator inversor cu reacţie.

de reacție $\beta = \frac{R_1}{R_r}$. Dacă la amplificatorul operațional βA 741 (I.P.R.S.) avem: $A_0 = 200$ V/mV; $R_r = 100$ kΩ $R_1 = 10$ kΩ, amplificarea în buclă deschisă este $A_0 = 200\,000$ (deci valoare foarte mare), obținem $A = \frac{100\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = 10$ ori. Rezistența R_2 se ia egală cu rezistența echivalentă paralel a rezistențelor R_1 și R_r, adică $R_1 \cdot R_r / R_1 + R_r$ în acest caz se produce o compensare optimă a erorilor datorate curenților de polarizare.

La conectarea în cascadă (în lanț) a etajului interesează care este valoarea rezistenței de intrare.

Rezistența de intrare a circuitului inversor este practic egală cu rezistența serie cu intrarea inversoare, $R_{in} = R_1$.

Se constată că la această configurație rezistența de intrare are valoarea relativ mică.

Circuitul amplificator neinversor cu reacție

Din analiza figurii 21.3 se constată că prin rezistența de reacție R_r se aduce de la ieșire o fracțiune din semnalul de ieșire care se aplică intrării inversoare. Semnalul de intrare se aplică prin rezistorul R_2 bornei neinversoare.

Semnalul de reacție aplicat bornei neinversoare este determinat de factorul de reacție $\beta = R_1/R_1 + R_r$. Amplificarea circuitului cu reacție (sau în buclă închisă) este

$$A_r = 1 + \frac{R_r}{R_1}.$$

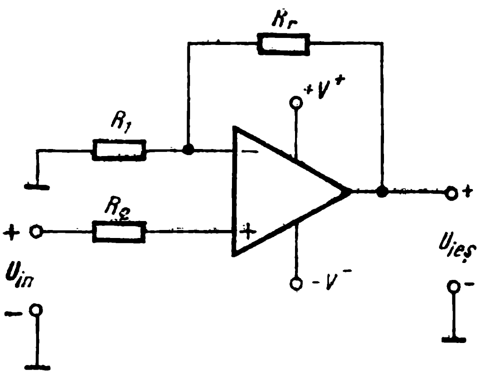


Fig. 21.3 Circuitul amplificator neinversor cu reacție.

Amplificarea circuitului neinversor cu reacție este practic egală cu inversul factorului de reacție. Semnalul de ieșire este în fază cu semnalul de intrare.

Dacă la circuitul βA 324 (I.P.R.S.) cu $A_0 = 50\,000$, avem $R_r = 470$ kΩ și $R_1 = 47$ kΩ, rezultă amplificarea în buclă închisă (cu reacție)

$$A_r = 1 + \frac{470\ \text{k}\Omega}{47\ \text{k}\Omega} = 1 + 10 = 11.$$

Și în acest caz, pentru o compensare mai bună a efectului curenților de polarizare se alege $R_2 = R_r \| R_1$. Rezistența de intrare a circuitului neinversor este dată de relația: $R_{in} = R_i \cdot \frac{A_0}{A_r}$.

Rezistența de intrare a circuitului amplificator neinversor este foarte mare și este practic egală cu rezistența de intrare R_i a amplificatorului multiplicată cu raportul dintre amplificarea în buclă deschisă A_0 și cea cu reacție A_r.

Circuitul repetor de tensiune

La circuitul amplificator neinversor cu reacție poate exista și cazul cînd $R_r = 0$ și $R_1 = \infty$ (fig. 21.4, a) sau

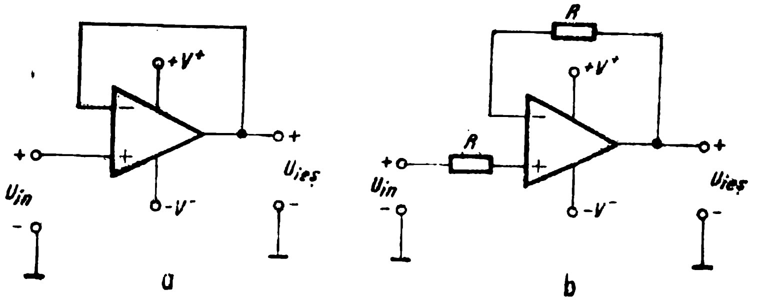


Fig. 21.4. Circuitul repetor de tensiune.

$R_r = R$ şi $R_1 = \infty$ (fig. 21.4, b) situaţie cînd toată tensiunea de ieşire $U_{ieş}$ se aplică bornei neinversoare, adică factorul de reacţie negativă este egal cu 1. În acest caz:

— amplificarea $A = 1$;

— rezistenţa de intrare: $R_{in} = A_0 \cdot R_i$;

— faza semnalului de la ieşire este aceeaşi cu cea a semnalului de la intrare.

Un asemenea circuit poartă denumirea de repetor de tensiune.

La repetorul de tensiune valoarea şi faza semnalului de ieşire este aceeaşi cu cea a semnalului de intrare. Rezistenţa de intrare este foarte mare.

Circuitul amplificator diferenţial cu reacţie

La această configuraţie de circuit (fig. 21.5) cele două semnale de intrare se aplică intrărilor corespunzătoare, iar reacţia negativă se aplică ca şi la circuitul neinversor. Pentru ca acest circuit să fie sensibil la diferenţa de tensiune ($U_{inp} - U_{inn}$) ce se aplică intrărilor trebuie ca rezistoarele să îndeplinească condiţia:

$$\frac{R_1}{R_r} = \frac{R_3}{R_4}.$$

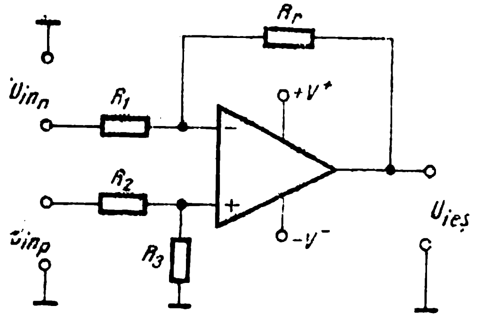


Fig. 21.5. Circuitul amplificator diferenţial cu reacţie.

În acest caz, amplificarea va fi:

$$A_r = \frac{U_{ieş}}{U_{inp} - U_{inn}} = -\frac{R_r}{R_1}.$$

Amplificarea circuitului diferenţial cu reacţie este aceeaşi ca a circuitului inversor.

În afara rezistenţei de intrare, la toate configuraţiile este important să se cunoască şi valoarea rezistenţei de ieşire. Valoarea rezistenţei de ieşire în toate configuraţiile este dată de relaţia:

$$R_{ieş} = R_0 \frac{A_r}{A_0}$$

În această formulă, R_0 este rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional în buclă deschisă. Uzual, valoarea lui R_0 este de zeci sau sute de ohmi, iar la amplificatoarele speciale ce pot debita curenți mari de ieșire, R_0 este cîțiva ohmi.

Rezistența de ieșire a amplificatoarelor operaționale cu reacție este egală cu rezistența de ieșire în buclă deschisă micșorată cu raportul dintre amplificarea cu reacție și amplificarea în buclă deschisă.

Am prezentat pînă aici cele patru configurații de bază, pe baza ipotezei că amplificatoarele operaționale folosite sînt ideale. Se consideră un amplificator operațional ideal atunci cînd ar îndeplini următoarele condiții: amplificarea (în buclă deschisă) este infinită și independentă de frecvență, rezistența de intrare este infinită, adică curenții de polarizare sînt nuli, rezistența de ieșire este zero și între tensiunea semnalului de la ieșire și cel de la intrare există relația (1). În realitate aceste cerințe sînt îndeplinite cu oarecare aproximații. În majoritatea aplicațiilor, mai ales cu circuitele integrate de fabricație mai recentă, tensiunea de decalaj (offset), curenții de polarizare, rezistența de ieșire (de cîțiva zeci de ohmi) nu duc la erori mari. Însă considerarea amplificării în buclă deschisă A_0 independentă de frecvență duce la rezultate cu erori mari. De multe ori, în practica electronistului amator apare următoarea nedumerire: circuitul integrat are frecvența de tăiere de 1 MHz, dar banda de frecvențe (în domeniul frecvențelor înalte), la amplificatorul cu amplificarea de 100 ori realizat, de exemplu, cu un βA 741 se limitează la 10 kHz!? Vom căuta, în rîndurile de mai jos, să lămurim această nedumerire, precum și alte aspecte în legătură cu limitările ce apar la amplificatoarele operaționale reale.

Caracteristicile dinamice ale amplificatoarelor operaționale

Sînt foarte multe aplicații ale amplificatoarelor operaționale în curent continuu sau cu semnale lent variabile, adică de frecvențe joase. În acest caz, amplificarea în buclă deschisă, A_0, este de valoare maximă și, la circuitele uzuale este cuprinsă între cîteva zeci de mii și sute de mii. Cu asemenea valori ale amplificării și la aceste frecvențe formulele prezentate mai sus dau rezultate cu erori mici, sub 1%.

De fapt, la realizarea amplificatoarelor operaționale în tehnologie integrată, apar capacități parazite care sînt în paralel cu rezistențele de intrare respectiv de ieșire ale etajelor circuitelor. Un grup *RC* paralel (grup integrator) are o caracteristică de frecvență tip filtru trece jos, adică frecvențele înalte sînt atenuate. Din acest motiv, amplificarea în buclă deschisă A_0 nu este constantă cu frecvența. Valoarea amplificării A_0 se va micșora odată cu creșterea frecvenței. Dacă vom defini la circuitul *RC* paralel frecvența de frîngere $f_0 = 1/2\pi RC$ și considerăm un amplificator operațional integrat cu trei grupuri echivalente *RC*, amplificarea în buclă deschisă în funcție de frecvență va fi reprezentată după diagrama Bode în figura 21.6. Amplificarea în curent continuu ($f = 0$) se notează cu A_{cc} și reprezintă valoarea maximă pe care o poate avea amplificarea în buclă deschisă. Se constată că pantele de

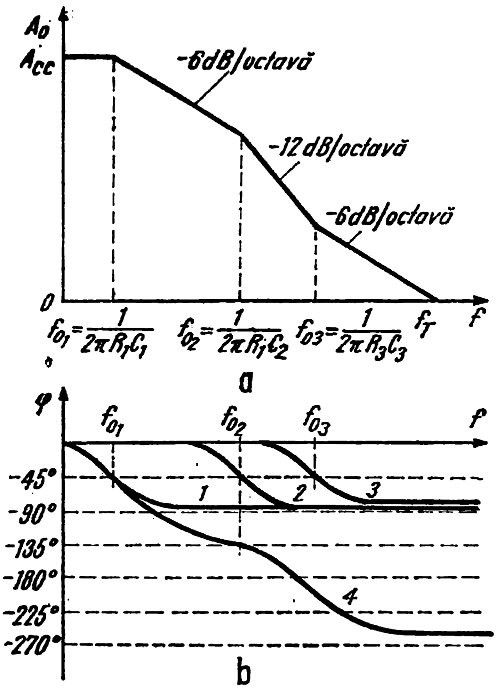


Fig. 21.6. a) Variația amplificării în buclă deschisă în funcție de frecvență; b) variația fazelor corespunzătoare grupurilor RC (curbele 1, 2, 3) și faza rezultantă (curba 4).

scădere a amplificării nu sînt egale: ele pot fi de —6 dB/octavă, adică amplificarea scade de două ori cu creșterea frecvenței de două ori; sau — 12 dB/octavă, adică amplificarea scade de patru ori cu creșterea frecvenței de două ori. Se știe că un grup *RC* care are frecvența de frîngere f_0, la frecvența f introduce o defazare $\varphi = -\text{arctg}\ (f/f_0)$, adică în curent continuu $f = 0$ rezultă $\varphi = 0$, la $f = f_0$, $\varphi = -45°$ și la f = foarte mare, $\varphi = -90°$. Variația fazei în funcție de frecvență corespunzătoare celor trei grupuri *RC* este reprezentată în figura 21.6, b. Rezultanta (curba 4 din (fig. 21.6, b) obținută prin adunarea defazărilor produse de cele trei circuite la o anumită frecvență poate ajunge la valoarea de —180°. Posibilitatea apariției defazajului de —180° duce la apariția oscilațiilor în cazul circuitelor amplificatoare cu reacție, adică la instabilitatea montajului. Din acest motiv, în schemele cu amplificatoare operaționale se practică introducerea unor rețele de compensare, tot de tip *RC*, care produc o micșorare a amplificării la frecvențele unde defazările ar produce oscilații. Prin micșorarea amplificării, amplificatorul devine stabil. Pentru a se asigura stabilitatea se consideră suficientă o margine a defazării de 45° față de defazajul la care apar oscilațiile. Rețelele de compensare trebuie să asigure această condiție. Aceste rețele pot fi realizate fie odată cu fabricarea circuitelor integrate, cînd se obține compensarea interioară, fie prin elemente de circuit conectate în schema exterioară a integratului.

În prezent, amplificatoarele operaționale uzuale se fabrică cu compensare interioară. Un exemplu tipic este βA 741, unde C = 10 pF (vezi Circuite integrate analogice — catalog I.P.R.S., pagina 12) realizată pe cip, servește la compensare. În cazul amplificatoarelor operaționale de bandă largă, pentru a facilita utilizarea rațională în banda de frecvențe necesară se utilizează compensarea exterioară. Un exemplu tipic de circuit uzual la care se aplică atît compensarea la intrare cît și la ieșire este ROB 709 (Catalog I.C.C.E., 1980, pagina 317).

Pentru a se asigura o margine suficientă pentru defazare, compensarea interioară ce se practică la amplifica-

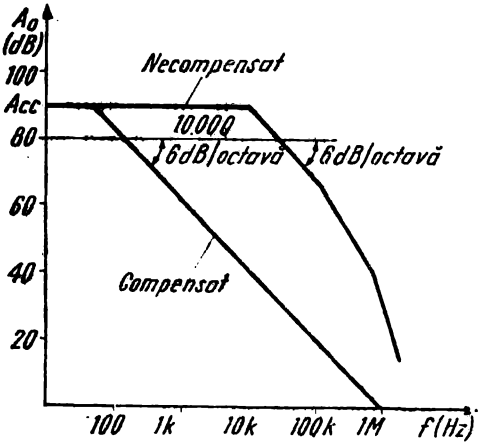


Fig. 21.7. Caracteristica de frecvență a amplificării A_0, corespunzătoare unui amplificator operațional compensat.

toarele operaționale uzuale, determină o pantă scăzătoare a amplificării cu circa 6 dB/octavă. Cu o asemenea caracteristică de frecvență, defazajul maxim este de −90°, deci o margine de 90° (față 180°), prin urmare în circuitele cu reacție posibilitatea apariției reacției pozitive este exclusă, adică se asigură stabilitatea circuitului. În figura 21.7 se prezintă o asemenea caracteristică corespunzătoare amplificatoarelor operaționale de uz general. În acest caz, variația amplificării A_0 funcție de frecvență este asemănătoare ca la un amplificator cu un singur grup *RC*, cu frecvența de frîngere f_0 situată în domeniul frecvențelor joase, sub 100 Hz (la βA 741 $f_0 = 10$ Hz).

În concluzie, amplificarea în buclă deschisă este funcție de frecvență și este dată de formula: $A_0 = \dfrac{A_{cc}}{1 + j\dfrac{f}{f_0}}$,

unde: A_{cc} = este valoarea amplificării în buclă deschisă în curent continuu (sau $f = 0$, $A = A_{cc}$), f_0 = este frecvența de frîngere — de la care valoarea amplificării scade (figura 21.6).

Modulul amplificării va fi:

$$|A_0| = \frac{A_{cc}}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2}},$$

iar defazarea $\varphi = -\operatorname{arctg}\dfrac{f}{f_0}$.

Rezultă că și amplificarea cu reacție va depinde de frecvență conform cu relația: $A_r = \dfrac{A_0}{1 + \beta A_0}$, unde: β = este factorul de reacție, egal cu $\dfrac{R_1}{R_r}$ la configurația inversoare și $\dfrac{R_1}{R_1 + R_r}$ la configurația neinversoare.

Modulul amplificării pentru configurația inversoare este:

$$|A_r| = \frac{-\dfrac{R_r}{R_1},}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_0} \cdot \dfrac{1}{\beta A_{cc}}\right)^2}},$$

iar pentru configurația neinversoare:

$$|A_r| = \frac{1 + \dfrac{R_r}{R_1},}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_0} \cdot \dfrac{1}{\beta A_{cc}}\right)^2}}.$$

Astfel, erorile date de formulele pentru amplificatoarele operaționale ideale față de cele reale sînt date de relația:

$$\text{Eroarea} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_0} \cdot \dfrac{1}{\beta A_{cc}}\right)^2}}.$$

Pentru βA 741, cu $A_{cc} = 200\,000$, $\beta = 0{,}01$, $f_0 = 10$ Hz rezultă pentru: $f = 1\,000$ Hz, eroarea sub 0,5%; $f = 10\,000$ Hz, eroarea de 12%; $f = 20\,000$ Hz, eroarea 30%.

În figura 21.8 s-a reprezentat variația amplificării în buclă deschisă, a amplificării cu reacție (în buclă) în funcție de frecvență. La intersecția dintre graficul lui A_0 și $1/\beta$ se află frecvența f_c, care este de fapt și banda de trecere a amplificatorului cu reacție și este dată de relația: $f_c = \beta \cdot f_T$, dar $f_T = \text{constant} = f_c/\beta$. Această constantă se numește produsul cîștig bandă. Dacă dorim amplificare mare rezultă β mic și deci banda f_c va fi mică.

Acum, după ce am stabilit care sînt limitările în funcție de frecvență ce apar la amplificatoarele operaționale, putem răspunde întrebării: de cine depinde banda de trecere la aceste circuite. Evident, este momentul să lămurim și nedumerirea arătată. Dacă luăm amplificarea A_r cu reacție egală cu 100, $\beta = 0{,}01$ pentru un circuit cu βA 741, care are $A_0 = 200\,000$, $f_T = 1$ MHz, rezultă:

a) banda de trecere (la 3dB) $f_c = 0{,}01 \cdot 10^6 = 10$ kHz; peste această

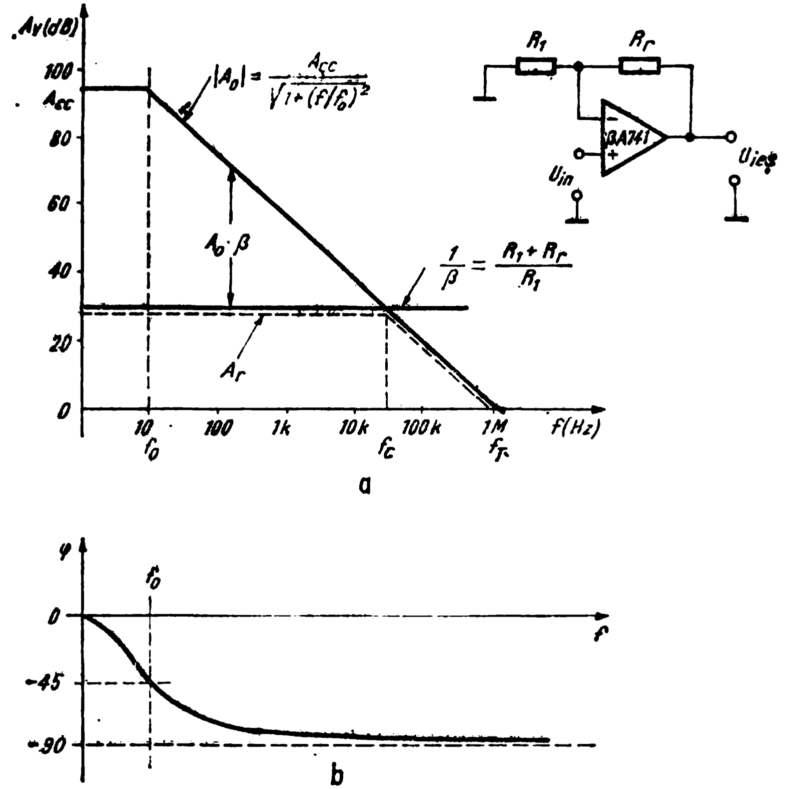


Fig. 21.8. a) Reprezentarea variației amplificării în buclă deschisă, a amplificării cu reacție, în funcție de frecvență la circuitul neinversor cu βA 741; b) Variația fazei la aceeași configurație.

frecvență amplificarea scade după graficul lui $|A_0|$;

b) eroarea de calcul a amplificării ideale față de valoarea reală ce ține cont de frecvență este 10%, practic tolerabilă; peste această frecvență erorile devin neacceptabile, cum rezultă la $f = 20\,000$ Hz, eroare de 30%.

În afara limitărilor prezentate mai sus, valabile la semnale mici, adică de valoare vîrf-vîrf mică, mai apar și alte limitări odată cu creșterea nivelului semnalelor. Limitările din domeniul nivelelor mari ale semnalului sînt: viteza de variație a tensiunii de ieșire notată cu S_R și caracteristica putere utilă — banda de frecvențe (bandă de putere).

Viteza de variație a tensiunii de ieșire este limitată de capacitatea internă de compensare, care trebuie să fie „încărcată“ și „descărcată“ cît mai rapid. Astfel, dacă valoarea acestei capacități, la amplificatoarele uzuale, este între 10 ... 30 pF, iar curentul de încărcare al acestei capacități este între 5 ... 30 μA, rezultă cu formula:

$$S_R = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C}, \quad S_R \text{ între } 0{,}5 \ldots 1\ \text{V}/\mu\text{s}.$$

La amplificatoarele de bandă largă specializate se poate obține S_R de ordinul 2 000 V/μs.

În practică, această limitare introduce întîrzieri, deci distorsionarea formei impulsurilor. În cazul semnalelor sinusoidale se produc distorsiuni ale formei sinusoidale dacă amplitudinile semnalelor depășesc o anumită valoare E_1 și o frecvență f_1 date de relațiile:

$$S_R = 2\pi f_1 E_1; \quad E_1 = \frac{S_R}{2\pi f_1}; \quad f_1 = \frac{S_R}{2\pi E_1}.$$

Din formula puterii, $P = E_1^2/2R_s$, rezultă imediat și limitarea benzii de putere (în care se poate debita o putere utilă dată).

De exemplu, pentru un amplificator cu βA 741, care are $S_R = 0{,}5$ V/μs, la o excursie a tensiunii de ieșire de ±10 V, $E_1 = 5$ V rezultă frecvența limită care poate fi amplificată fără deformarea semnalului: $f_1 = 16$ kHz. Dacă însă excursia tensiunii este de ±1 V, rezultă frecvența limită $f_1 = 80$ kHz.

Uneori, în cataloage, în loc de S_R se dă banda de putere cu indicarea amplitudinii vîrf-vîrf ce o poate debita circuitul.

La realizarea unui montaj, în practica amatorului electronist, de regulă, se întîlnesc situațiile următoare:

a) fie există o schemă electrică de principiu după care se dorește realizarea montajului, fie,

b) amatorul dorește să-și realizeze cu forțe proprii o schemă electrică.

În ambele cazuri este necesar fie a se verifica, fie să se aleagă tipul circuitelor integrate ce se vor utiliza. Astfel, prima etapă este de a stabili care trebuie să fie parametrii și performanțele montajului respectiv. Dacă există o schemă dată se va verifica dacă „ce poate oferi“ acea schemă satisface sau nu cerințele. La parcurgerea acestei prime etape trebuie să se stabilească: nivelele semnalelor de intrare, de ieșire ale fiecărui etaj din schema respectivă, banda de frecvențe de lucru, valoarea rezistențelor (impedanțelor) de intrare, de ieșire ale etajelor, alte condiții cum ar fi: stabilitatea, domeniul de temperatură de lucru, distorsiunile neliniare, raportul semnal/zgomot etc.

A doua etapă este alegerea circuitelor integrate, sau verificarea lor, dacă este dată schema de principiu. Cunoscîndu-se nivelul semnalelor de intrare-ieşire şi banda de frecvenţe ce trebuie realizată, se calculează amplificarea ce trebuie obţinută. Cunoscîndu-se valoarea amplificării, banda de frecvenţe, nivelul semnalelor, limita nivelului de zgomot impus, se poate trece la alegerea tipului de circuit integrat. Pentru aceasta este nevoie de catalogul de circuite integrate. În cataloage se prezintă: descrierea sumară a circuitului, domeniul recomandat de aplicaţii, valorile limită absolute, caracteristicile electrice, reprezentările grafice caracteristice, schema electrică de principiu, tipul capsulelor şi configuraţia terminalelor, note şi recomandări de utilizare, aplicaţii tipice etc. Dintre caracteristicile grafice tipice putem enumera: Amplificarea în buclă deschisă funcţie de frecvenţă, de tensiunea de alimentare; Excursia tensiunii de ieşire funcţie de rezistenţa de sarcină şi tensiunea de alimentare; Tensiunea de zgomot la intrare; Nivelul tensiunii de intrare în funcţie de tensiunea de alimentare etc.

În funcţie de cerinţele impuse se caută, din datele de catalog, circuitul integrat care poate satisface.

A treia etapă este stabilirea regimului de curent continuu de alimentare a circuitelor integrate. Această etapă este deosebit de importantă, deoarece nerespectarea (chiar cu o anumită margine de siguranţă) valorilor limită absolută sau a recomandărilor date de fabricant duce la distrugerea circuitului integrat respectiv. Multe caracteristici depind de tensiunea de alimentare; astfel valoarea ei trebuie aleasă ţinîndu-se seama de realizarea cerinţelor impuse. În orice caz: nivelul vîrf la vîrf (excursia de tensiune) la intrare sau la ieşire nu trebuie să depăşească valorile prescrise în catalog. Am făcut această remarcă în mod special, deoarece de multe ori nu se ţine seamă de valoarea dublului amplitudinii (la semnale sinusoidale) şi se lucrează cu valori efective, fapt ce duce la erori nepermise. Dacă producătorul circuitului introduce limitări speciale, acestea vor fi respectate întocmai. Tot în această etapă se vor stabili elementele de circuit necesare protecţiei circuitului integrat faţă de semnale tranzitorii sau întîmplătoare, care pot distruge circuitul.

A patra etapă este stabilirea schemei electrice de principiu, unde se va ţine seamă de necesităţile de reglaj ale nivelului, reglaje în domeniul frecvenţei (sau a timpului), comutări de moduri de lucru, afişarea unor stări a semnalelor, valori, interconectarea cu restul montajelor sau între diferitele aparate etc.

A cincea etapă este realizarea practică a montajului. Se proiectează cablajul imprimat, ţinîndu-se seamă de recomandările date de producătorul circuitului integrat cu privire la conectarea terminalelor. În caz contrar se pot produce oscilaţii parazite, zgomot mărit etc. După prelucrarea cablajului imprimat, se trece la „plantarea“ pieselor, dar numai după ce acestea au fost verificate — măsurate bucată cu bucată. Nu odată pentru un capacitor întrerupt s-a pierdut speranţa că schema funcționează. Temperatura și timpul de sudare trebuiesc respectate pentru a nu distruge prin supraîncălzire componentele.

După ce montajul este realizat se trece la verificarea, reglarea și încercarea lui. În primul rînd se verifică regimul de curent continuu fără semnal de intrare, apoi regimul dinamic cu semnal.

Vom prezenta scheme de principiu, realizabile practic, la care vom comenta detaliile de circuit, venind astfel cu exemple practice pentru cele arătate mai sus. Schemele prezentate sînt astfel selectate, ca după realizarea lor practică să poată fi folosite în laboratorul amatorului constructor sau în preocupările amatorului din domeniul audiofrecvenței și al radioamatorilor.

AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Majoritatea amatorilor electroniști încep să construiască, mai întîi, montaje din domeniul frecvențelor audio (20...20 000 Hz). În prima parte ne vom ocupa de amplificatoarele de nivel mic — adică de preamplificatoare și de amplificatoarele de tensiune, apoi de amplificatoarele de nivel mare — sau etaje finale de putere.

Rolul principal al preamplificatoarelor, în lanțul electroacustic, este să amplifice semnalele de nivel scăzut debitate de către diferitele surse electroacustice: microfoane, doze de picup, capete magnetice, doze de chitară etc. Nivelul acestor semnale este cuprins între zecimi de milivolt și sute de milivolți, de la caz la caz.

În acest sens este necesar:

— să aibă zgomot redus; știindu-se că zgomotul dintr-un lanț de amplificare este cel produs în etajele cu sensibilitatea cea mai mare — adică în preamplificatoare. De aceea este importantă asigurarea unui nivel de zgomot cît mai redus.

— să fie prevăzute cu circuite corectoare de frecvență, deoarece diferitele surse sonore au caracteristică de frecvență corectată, cum este cazul semnalelor înregistrate pe disc (corecții RIAA) sau a celor înregistrate pe bandă magnetică.

— amplificarea nu trebuie să fie însoțită de distorsiuni neliniare, de intermodulație și, în cazul montajelor stereofonice, de diafonii între canale.

În prezent sînt fabricate în serie multe tipuri de amplificatoare operaționale și circuite specializate, sub formă de circuite integrate, destinate aplicațiilor de audiofrecvență. Cu asemenea circuite integrate se pot obține performanțe superioare celor realizate cu tranzistoare (componente discrete).

În circuitele de audiofrecvență, între diferitele etaje cu circuite integrate se practică cuplajul capacitativ. Astfel, tensiunea și curenții de decalaj, precum și deriva acestora cu temperatura nu mai produc erori ca în cazul schemelor cu cuplaj în curent continuu.

Alegerea tipului de circuit integrat se face analizînd posibilitățile de amplificare în banda de frecvențe cerută — adică a produsului cîștig bandă și evaluarea corectă a amplificării funcție de frecvență, a vitezei de variație a tensiunii de ieșire S_R la nivele mai mari, și a zgomotului.

Semnalul perturbator, independent de semnalul util — sau zgomotul —, este rezultatul suprapunerii următoarelor surse de zgomote:

a) rezistoarele, din cauza agitației termice a electronilor, produc așa-numitul zgomot termic. Tensiunea de zgomot produsă de un rezistor de valoare R (ohmi) este dată de relația:

$$U_{zg_R} = \sqrt{4kTBR}$$

unde: U_{zg_R} — tensiunea efectivă de zgomot în [V];

k — constanta lui Boltzmann, $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ [Ws/°K];

T — temperatura rezistorului în grade Kelvin, $T(°K) = 273 + t(°C)$;

B — banda de frecvențe în [Hz];

R — valoarea rezistenței în [ohmi].

b) prin trecerea electronilor prin joncțiunile semiconductorului, se produce un „zgomot de licărire". Curentul de zgomot este dat de relația:

$$I_{zga} = \sqrt{2qI_{cc}B}$$

unde: I_{zga} — curentul efectiv de zgomot în [A];

q — sarcina electronului;

I_{cc} — curentul de conducție în [A];

B — banda de frecvențe în [Hz].

c) o altă sursă de zgomote este cauzată de imperfecțiunile materialului și a procesului de fabricație. Acest zgomot, spre deosebire de zgomotul termic și de licărire care sînt zgomote de bandă largă, se manifestă în special la frecvențe joase (sub 1 kHz).

Se constată că tensiunea echivalentă de zgomot la intrarea în circuitul integrat depinde de valoarea rezistențelor care sînt parcurse de curenți de zgomot, de banda de frecvențe și de temperatura circuitelor. Pentru circuitele de zgomot mic, fabrica producătoare prezintă, în cataloage, tensiunea echivalentă de zgomot U_{zge} într-o anumită bandă de frecvențe, de exemplu, la βM 382 — într-o bandă B = 10 kHz, $U_{zge} = 0{,}8\ \mu V_{ef}$, sau la βM 387 — la o amplificare de $A = 100$, cu $B = 10$ kHz și circuit de reacție corector tip NAB[1], tensiunea de ieșire de zgomot este $U_{ieşzg} = 230\ \mu V$. De asemenea, în cataloage se prezintă variația tensiunii de zgomot sau a curentului de zgomot, de la intrare în funcție de frecvență, exprimată în nV $\sqrt{\mathrm{Hz}}$ respectiv pA $\sqrt{\mathrm{Hz}}$. De exemplu, la βM 381 tensiunea de intrare, la intrarea neinversoare, la 1 kHz, într-o bandă de 800 Hz, va fi de $U_{zg} = 5{,}5\ \mu V \sqrt{800} = 0{,}150$ mV (vezi *Catalog I.P.R.S.*, p. 142).

O altă sursă importantă de perturbații este datorată cablajului imprimat greșit proiectat.

De multe ori se impune ca raportul dintre nivelul semnalului util U_s și nivelul tensiunii de zgomot U_{zg} să fie egal sau mai mare de o anumită valoare. De regulă, acest raport se exprimă în dB. Deci, raportul semnal/zgomot se exprimă prin relația:

$$S/Zg = 20 \log \frac{U_s}{U_{zg}} \text{ [dB]}.$$

---

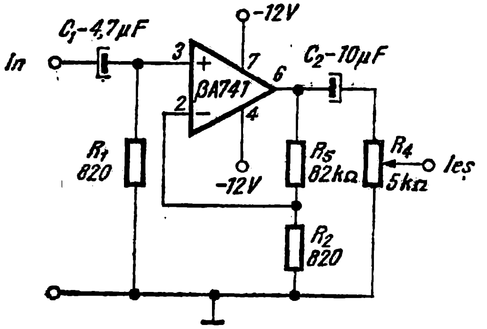
[1] NAB — National Association of Broadcasters — Asociația Națională a Radiodifuziunilor (S.U.A.).

În concluzie, pentru a se obține un raport semnal/zgomot cît mai bun trebuie să evaluăm tensiunea de zgomot de la intrarea în circuitul integrat care trebuie să fie cît mai redusă. Amintim aici că la I.P.R.S.-Băneasa se produc circuite integrate specializate de audiofrecvență de zgomot mic cum sînt: βM 381; 381 A; βM 382; βM 387 N; 387 AN. Dar rezultate bune se pot obține și cu amplificatoarele operaționale βA 741; ROB 709 etc.

SCHEME PRACTICE

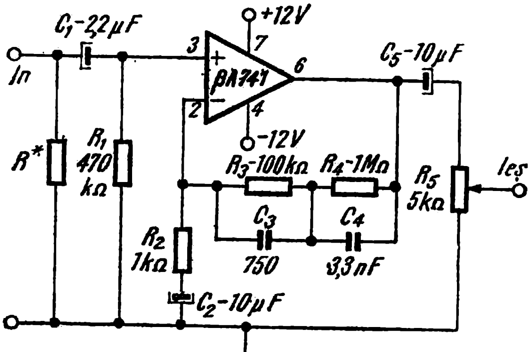
Configurația neinversoare este cea mai utilizată pentru amplificarea semnalelor cu nivele mici avînd și zgomotul mai mic.

Pentru amplificarea semnalelor provenite de la microfon se poate folosi schema din figura 21.9, care este un circuit neinversor cu reacție. Amplificarea acestui montaj este de 100 (40 dB) cu o bandă de frecvențe liniară între 30...10 000 Hz, suficientă pentru un microfon uzual. Dacă se dorește lărgirea benzii la frecvențe înalte, trebuie scăzută amplificarea la cca 65 ori, prin modificarea valorii rezistenței R_3 la 51 kΩ. Impendanța de intrare este de 820 Ω, iar sensibilitatea de 1 mV. Rezistența R_1 trebuie să fie egală cu impendanța microfonului.



$$A_r = 1 + \frac{R_3}{R_2} \simeq \frac{82\,k\Omega}{0{,}82\,k\Omega} = 100\ (40\,dB)$$

Fig. 21.9. Schema de principiu a preamplificatorului de microfon.



$$Ar(0dB) = 1 + \frac{R_3}{R_2} \approx 100\ (la\ 1\,kHz)$$

R* – egală cu impedanța dozei

Fig. 21.10. Schema de principiu a preamplificatorului pentru doză magnetică cu corecția RIAA.

Pentru dozele magnetice de picup prezentăm în figura 21.10, schema unui preamplificator cu βA 741, într-o configurație neinversoare. Pentru realizarea corecției RIAA (de redare), circuitul de reacție este format din grupurile R_5C_3(75 μs), R_5C_4 (330 μs) și R_4C_4 (3 300 μs). În paranteze s-au trecut perioadele corespunzătoare frecvențelor reale de inflexiune ale curbei RIAA. Frecvențele teoretice respective fiind: 50 Hz (3 150 μs); 500 Hz (315 μs) și 2 120 Hz (75 μs). Rezistorul R^* va avea valoarea egală cu impendanța dozei folosite. Amplificarea la 1 kHz, considerată frecvență de referință, (deci 0 dB) este de 100 ori. Dacă se dorește micșorarea amplificării, deci lărgirea benzii de frecvenţe la înalte, se vor reproiecta grupurile RC după formulele:

$$f_1 = \frac{1}{2R_4C_4} = 50 \text{ Hz}; \; f_2 = \frac{1}{2R_3C_4} = 500 \text{ Hz}; \; f_3 = \frac{1}{2R_3C_3} = 2\,120 \text{ Hz}.$$

Alegînd raportul $R_3/R_2 = A = 50$ şi cu $R_2 = 1$ kΩ, rezultă: $R_3 = 51$ kΩ ş.a.m.d.

Folosind amplificatoare cu corecţie RIAA pentru reproducerea sunetului de pe discuri, vom obţine o redare liniară (corectă) a înregistrării sonore.

În figura 21.11 prezentăm schema de principiu a unui repetor de tensiune. Impendanţa foarte mare de intrare a amplificatorului operaţional este şuntată de rezistenţa relativ mică R_1, care va stabili valoarea impendanţei de intrare a montajului. Repetorul de tensiune poate fi preamplificator în cazul că sursele sînt transductoare acustice de impendanţă mare.

Filtre active

Folosind numai elemente pasive RC şi componente active se pot realiza filtre în domeniul frecvenţelor audio. Filtrarea „fîşîitului" provenit de la discurile mai uzate sau a duruiturilor cauzate de imperfecţiunile mecanismului de antrenare de la picup, îngustarea benzii de trecere pentru a se obţine „banda vocală", sau pentru recepţia semnalelor SSB sau CW, împărţirea benzii audio în sub domenii de frecvenţe pentru căile electroacustice etc. sînt cîteva aplicaţii mai uzuale ale filtrelor. Teoria filtrelor active RC este complexă şi vom prezenta cîteva aplicaţii uzuale în practică. Pentru alegerea altor domenii de frecvenţe, vom prezenta numai formulele de calcul simplificat ale filtrelor trece jos, trece sus, de ordinul doi, de tipul cu reacţie multiplă.

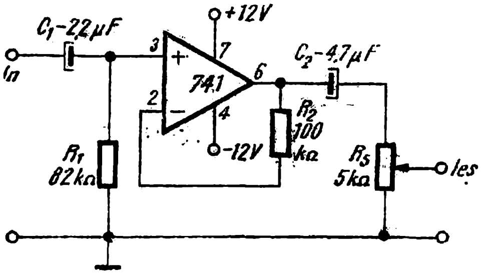


Fig. 21.11. Schema de principiu a repetorului de tensiune.

Filtrul trece sus, de ordinul doi, cu reacţie multiplă

În figura 21.12 este prezentată schema electrică şi alura caracteristicii de frecvenţă a acestui filtru. De la ieşire către intrare semnalul ajunge prin R_2, o cale de reacţie, şi prin C_2 a doua cale de reacţie (reacţie multiplă). Semnalul de intrare parcurge două grupuri RC şi anume R_1C_1 şi R_3C_3 (ordinul doi). Din figura 21.12, a, a caracteristicii de frecvenţă a filtrului trece sus de ordinul doi, se observă că scăderea amplificării de la valoarea ei din banda de trecere cu 0,707 (—3 dB) se produce la frecvenţa caracteristică f_c. Între frecvenţa caracteristică f_c şi frecvenţa f_0 din banda de trecere la care amplificarea este constantă există relaţia:

$$f_c = \frac{f_0}{\beta} \qquad (1),$$

unde: β — este o funcţie de factorul de calitate Q şi se poate afla din tabelul 21.I.

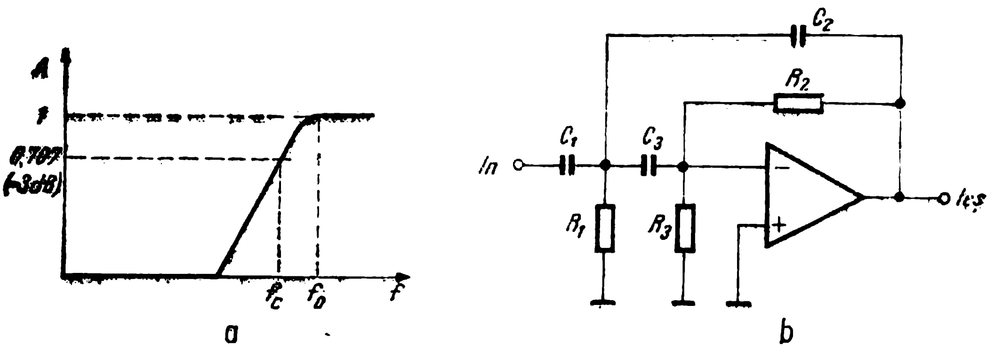


Fig. 21.12. a) Caracteristica de frecvenţă a filtrului trece sus; b) schema electrică a filtrului de ordinul doi.

Tabelul 21.1.

Q	$2\pi f_c$ FTJ	$2\pi f_0$ FTS
0,707*	1,000 ω_0	1,000 ω_0
1	1,272 ω_0	0,786 ω_0
2	1,498 ω_0	0,668 ω_0
3	1,523 ω_0	0,657 ω_0
4	1,537 ω_0	0,651 ω_0
5	1,543 ω_0	0,648 ω_0
10	1,551 ω_0	0,645 ω_0
100	1,554 ω_0	0,644 ω_0

* — valoarea corespunzătoare filtrului tip Butterworth.

Calculul simplificat al filtrului trece sus

1 — Se calculează f_0, cunoscîndu-se f_c şi Q (din relaţia (1) şi tabelul 21.1).

2 — Se alege $C_1 = C_3$.

3 — Avem: $C_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 R_2}(2A_0 + 1)$, unde A_0 este amplificarea din banda de trecere. Apoi:

$$C_2 = \frac{C_1}{A_0} \text{ şi } R_1 = \frac{1}{Q 2\pi f_0 C_1 (2A_0 + 1)}.$$

În figura 21.13 se prezintă filtrul trece jos de ordinul doi. Calculul simplificat al filtrului este:

1 — Există relaţia: $f_c = \beta f_0$ (1')

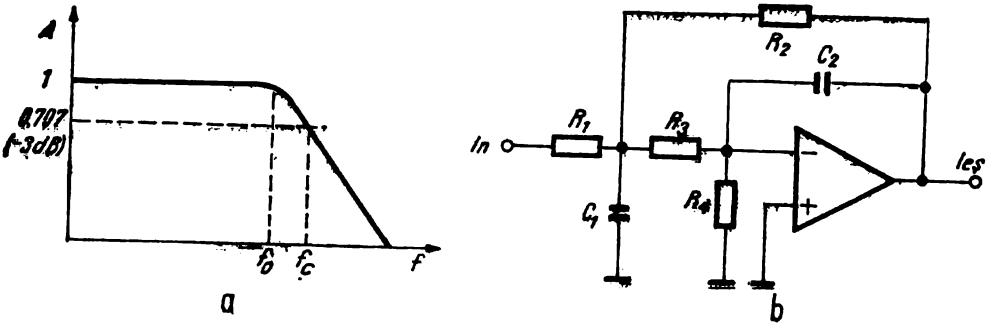


Fig. 21.13. a) Caracteristica de frecvenţă a filtrului trece jos; b) schema electrică a filtrului de ordinul doi.

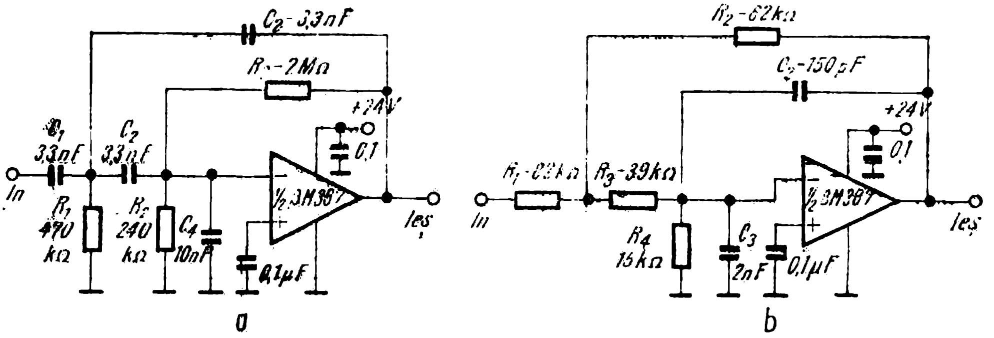


Fig. 21.14. a) Schema filtrului trece sus (rumble), cu βM 387; b) schema filtrului trece jos (scratch), cu βM 387.

2 — Cunoscindu-se: A_0 (amplificarea din banda de trecere), Q şi f_c (din tabelul 21.I), calculăm o constantă cu formula: $K = \dfrac{1}{4Q^2(A_0+1)}$;

3 — Alegind pe C_1 de o valoare convenabilă, rezultă: $C_2 = K_1C_1$, apoi:

$$R_2 = \frac{1}{2Q2\pi f_0C_1K}; \quad R_3 = \frac{R_2}{A_0+1};$$

$$R_1 = \frac{R_2}{A_0} \text{ şi } R_4 = \frac{R_2+R_3}{\left(\dfrac{V_{cc}}{2,6}-1\right)},$$

unde: V_{cc} = este tensiunea de alimentare.

În figura 21.14,a este prezentat, ca exemplu, un filtru trece sus, cu βM 387 ce se poate folosi pentru eliminarea zgomotelor de natură mecanică la picupuri. Amplificarea în banda de trecere este $A_0 = 1$, $Q = 0,707$, iar frecvenţa caracteristică este $f_c = 50$ Hz. Distorsiunile neliniare ($< 0,1\%$) şi zgomotul sînt foarte mici. Capacitatea C_4 serveşte la îmbunătăţirea stabilităţii la frecvenţe foarte mari. Pentru eliminarea fîşiitului care provine de la discurile mai vechi se poate folosi filtrul trece jos, prezentat în figura 21.14, b. Şi în acest caz $A_0 = 1$, $Q = 0,707$, $f_c = 10$ kHz şi $V_{cc} = +24$ V, iar zgomotul şi distorsiunile sînt reduse. De asemenea, pentru asigurarea stabilităţii la frecvenţe foarte mari, se introduce capacitatea C_3 de şuntare pe intrarea (—). În ambele cazuri se obţine o pantă a caracteristicii de frecvenţă de —12 dB/octavă.

Pentru obţinerea filtrelor trece bandă se utilizează fie structuri tipice, fie conectarea în cascadă a unui filtru trece sus cu un filtru trece jos. Un exemplu tipic este schema din figura 21.15. Circuitul CI_1 cu $R_2—C_3—R_3$ şi C_2 formează un filtru trece jos cu $f_c = 3\,500$ Hz. Acesta este legat în cascadă cu filtrul trece sus cu $f_c = 350$ Hz, format din $C_4—R_5—C_5—R_4$ şi CI_2. Se observă că structura acestor filtre nu este asemănătoare cu cea a filtrelor cu reacţie multiplă sau Cebîşev. Asemenea structură se numeşte în literatura tehnică *filtru activ cu amplificator cu cîştig scăzut* sau *filtru cu generator de tensiune comandat*. Aceste două filtre formează un filtru trece bandă între 350...3 500 Hz, care se poate utiliza cu bune rezultate la filtrarea unui

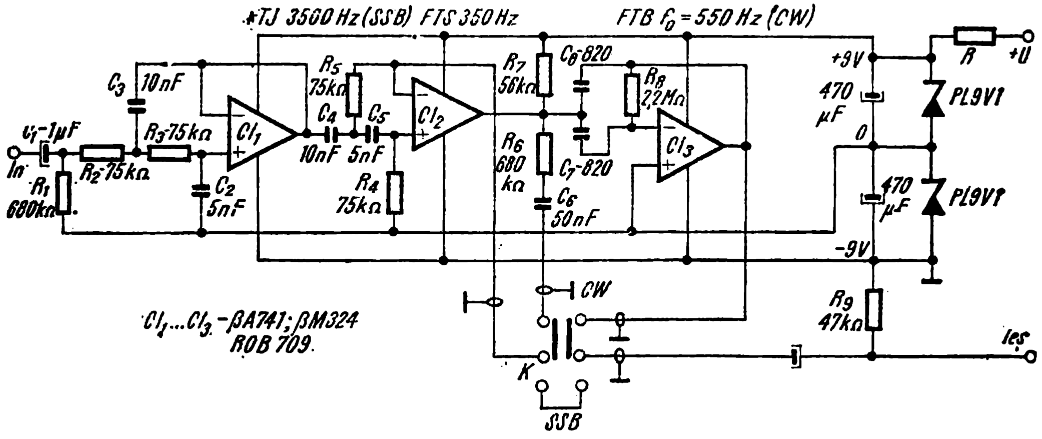

*TJ 3500 Hz (SSB) FTS 350 Hz
FTB f0=550 Hz (CW)
C3 10nF
C1-1µF
In
R1 680kΩ
R2-75kΩ
R3-75kΩ
CI1
C2 5nF
R5 75kΩ
C4
C5
10nF 5nF
CI2
R4 75kΩ
R7 56kΩ
C8-820
R8 2,2MΩ
R6 680 kΩ
C7-820
C6 50nF
CI3
+9V
470 µF
0
470 µF
-9V
R
+U
PL9V1
PL9V1
R9 47kΩ
Ieş
CW
K
SSB
CI1...CI3-βA741;βM324 ROB 709

Fig. 21.15. Schema de principiu a filtrului pentru recepție SSB/CW.

semnal SSB. Cu CI_3 și R_6—R_7—C_7 și grupul de reacție R_8 și C_8 se realizează un filtru trece bandă de tipul cu reacție multiplă cu $f_0 = 550$ Hz. Pentru semnalele SSB lucrează numai circuitele cu CI_1 și CI_2. Cu ajutorul comutatorului K, pentru semnalele CW se introduce în lanț și filtrul cu CI_3. Este de remarcat la această schemă, modul de realizare, cu diode Zener, a tensiunii de +9 V și —9V, de alimentare a circuitelor integrate. Tensiunea $+U$ este mai mare ca 20 V și poate proveni de la un alimentator oarecare.

Un efect sonor special produce montajul prezentat în figura 21.16 numit „schimbător de fază". După trecerea semnalului prin acest montaj se obține impresia acustică de rotire a difuzorului, sau de modificare a sunetului ca la efectul Doppler. În tehnica înregistrării, un efect similar se obține cînd se însumează două înregistrări identice, dar la unul dintre magnetofoane se variază viteza de redare.

La baza realizării acestui montaj stă structura de filtru trece tot. La acest tip de filtru amplificarea este unitară la toate frecvențele, dar semnalul de ieșire este defazat cu un unghi cuprins între 0° și 180° în funcție de elementele circuitului. Circuitul format din CI_1 are rezistența de reacție R_1; semnalul trece prin R_1 către intrarea inversoare și prin grupul C_1 și R_2 în paralel cu rezistența drenă-sursă a TEC-ului T_1. O asemenea configurație reprezintă un filtru trece tot de ordinul întîi, care poate produce o defazare între — 180° și 0°. Sînt conectate în cascadă șase asemenea filtre calate fiecare pe cîte o frecvență din domeniul mijlociu al benzii audio. Aceste circuite, la frecvențele $f_1 = 1/2\pi C_1R_2$, $f_2 = 1/\pi C_2R_2 ... f_6 = 1/2\pi C_6R_2$ produc întîrzieri, adică defazări de 90°. Valorile componentelor sînt astfel alese încît circuitele de defazare lucrează între 180 Hz...3 200 Hz. În momentul în care se modifică rezistența drenă-sursă a TEC-urilor se va produce și variația fazei celulelor. Excursia tensiunii de

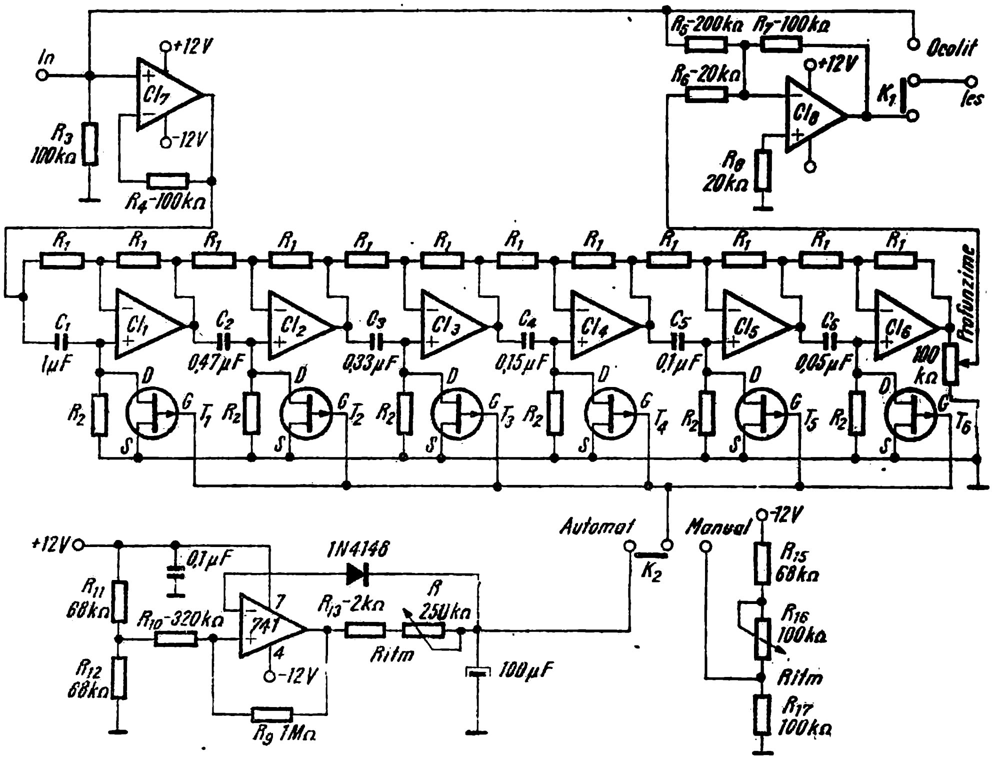

In
+12V
CI_7
-12V
R_3 100kΩ
R_4-100kΩ
R_5-200kΩ
R_7-100kΩ
Ocolit
R_6-20kΩ
+12V
CI_8
K_1
Ieş
R_8 20kΩ
R_1
C_1 1μF
C_2 0,47μF
C_3 0,33μF
C_4 0,15μF
C_5 0,1μF
C_6 0,05μF
CI_1
CI_2
CI_3
CI_4
CI_5
CI_6
100 kΩ
Profunzime
R_2
D
G
S
T_1
T_2
T_3
T_4
T_5
T_6
Automat
Manual
K_2
+12V
0,1μF
R_{11} 68kΩ
R_{10}-320kΩ
741
7
4
-12V
R_{12} 68kΩ
1N4146
R_{13}-2kΩ
R 250kΩ
Ritm
100μF
R_9 1MΩ
-12V
R_{15} 68kΩ
R_{16} 100kΩ
Ritm
R_{17} 100kΩ

Fig. 21.16. Schema de principiu a montajului schimbător de fază. (R_1 = 20 kΩ, R_2=10 kΩ CI_1 ... CI_8 — βA 741 — βM 324, T_1 ... T_6 — BF 245 A).

cîţiva volţi pe poarta TEC-urilor poate fi realizată în două moduri. Odată cu tensiunea provenită de la generatorul de semnale triunghiulare cu circuitul βA 741, frecvenţa semnalului generat se poate regla între circa 0,05...5 Hz cu ajutorul lui R_{14} (RITM). Dacă comutatorul K_2 se comută de pe poziţia AUT. pe poziţia MAN. tensiunea de comandă a TEC-urilor se obţine prin variaţia lui R. Rezistenţa drenă-sursă variază între cîteva sute de ohmi pînă la zeci la kΩ. Aceste rezistenţe comandate în tensiune, fiind în paralel pe rezistenţa R_2 din circuitul de întîrziere, vor produce schimbarea fazei semnalelor audio.

La intrarea în amplificatorul sumator (CI_8) prin R_5 se primeşte semnalul de la intrare, nemodificat, iar prin R_6 semnalul trecut prin circuitele de schimbare a fazei. Nivelul acestui semnal se poate regla cu potenţiometrul de 100 kΩ. Cu K_1 se poate transmite semnalul direct către ieşire, ocolindu-se montajul.

Reglajul tonului

Amplificarea semnalelor din banda audio nu este aceeaşi la toate frecvenţele, la toate aparatele electroacustice, care formează lanţul de transmisie a sunetului. Caracteristica de frecvenţă a diferitelor surse sonore: microfon, doză de picup, cap magnetic nu este asemănătoare. Preamplificatoarele şi amplificatoarele destinate acestora conţin corecţii care caută să liniarizeze caracteristica de frecvenţă. Audiţia programului sonor, însă, se face condiţionată de: neliniaritatea caracteristicii de frecvenţă a difuzoarelor, influenţa încăperii asupra undelor acustice („acustica sălii“), imperfecţiunile urechii ascultătorului etc.

Pentru obţinerea unei audiţii plăcute, este necesară posibilitatea modificării „de la butoane“ a caracteristicii de frecvenţă, după dorinţa auditoriului. Aceasta se realizează cu circuite de reglaj al tonului. Aceste circuite sînt plasate înainte de etajul final de putere, deci au înaintea lor restul etajelor de amplificare ale diferitelor surse sonore.

În prezent majoritatea circuitelor de reglaj al tonului sînt realizate cu corectorul Baxandall, prezentat în figura 21.17, a. Spre deosebire de circuitul de corecţie pasiv, corectorul Baxandall este de fapt un amplificator cu reacţie dependentă de frecvenţă. Forma caracteristicii de frecvenţă este prezentată în figura 21.17, b, şi se poate regla la frecvenţe joase cu potenţiometrul R_2 şi la frecvenţe înalte cu potenţiometrul R_4. Deoarece procurarea potenţiometrelor şi a pieselor de anumite valori, prezentate în diferitele scheme, poate fi dificilă, venim în ajutorul cititorului şi prezentăm formulele de calcul a corectorului Baxandall.

În figura 21.18, a prezentăm un corector de ton cu posibilitatea reglajului la frecvenţe joase — grupul R_4—C_2—P_1—R_5, la frecvenţe medii — grupul R_7—C_3—P_2—R_8 şi la frecvenţe înalte—grupul R_9—P_3—R_{10}—C_5. Grupul R_{11}-1kΩ şi C_6-1nF asigură stabilitatea montajului la frecvenţe foarte înalte. Pentru canalul dreapta se va realiza acelaşi montaj. Evident, în cazul stereofoniei sînt necesare potenţiometre duble pe acelaşi ax.

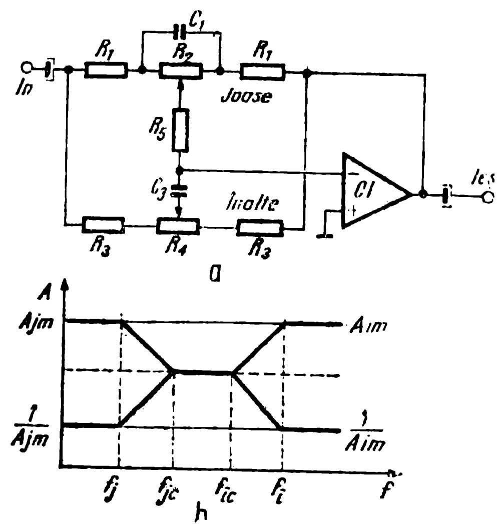


Fig. 21.17. a) Schema corectorului Baxandall. b) Caracteristica de reglaj.

Formulele de calcul:

Joase:

$$f_j = \frac{1}{2\pi R_2 C_1};\ f_{jc} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1};\ A_{jm} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Înalte:

$$f_i = \frac{1}{2\pi R_3 C_3};\ f_{ic} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3 + 2R_5) C_3};$$

$$A_{im} = 1 + \frac{R_1 + 2R_5}{R_3};$$

$$R_4 > R_1 + R_3 + 2R_5.$$

Caracteristica de frecvenţă a corectorului este dată în figura 21.18, b. Caracteristica 1 — corespunde reglajului „joase“ şi „înalte“ la maxim; 2 — la reglajul „joase“ şi „înalte“ la

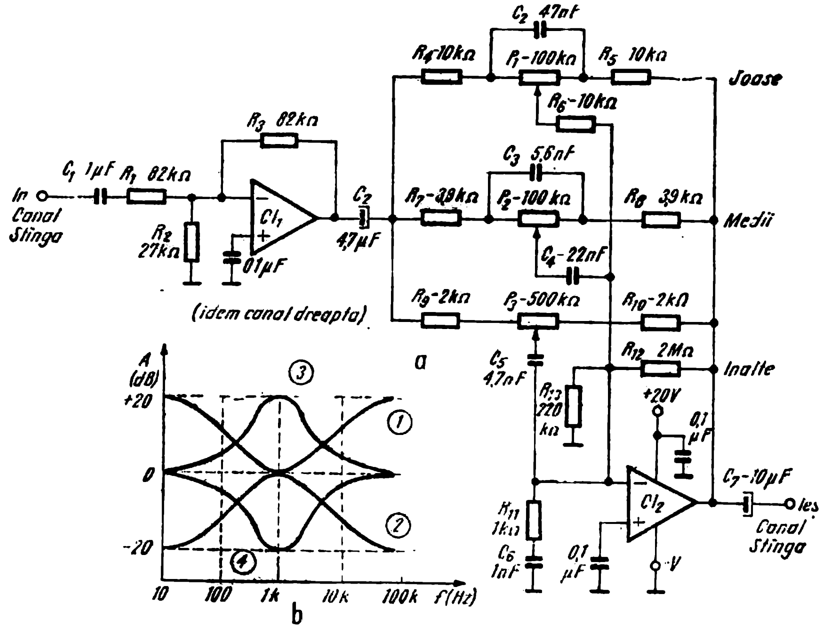

C₁ 1µF
R₁ 82kΩ
R₃ 82kΩ
In
Canal Stînga
R₂ 27kΩ
CI₁
0,1µF
C₂
4,7µF
(idem canal dreapta)
C₂ 47nF
R₄-10kΩ
P₁-100kΩ
R₅ 10kΩ
R₆-10kΩ
Joase
C₃ 5,6nF
R₇-3,9kΩ
P₂-100kΩ
R₈ 3,9kΩ
Medii
C₄-22nF
R₉-2kΩ
P₃-500kΩ
R₁₀-2kΩ
R₁₂ 2MΩ
Inalte
a
C₅ 4,7nF
R₁₃ 220 kΩ
+20V
0,1 µF
CI₂
C₇-10µF
Ies
Canal Stînga
R₁₁ 1kΩ
C₆ 1nF
0,1 µF
-V
A (dB)
+20
0
-20
③
①
②
④
10
100
1k
10k
100k
f(Hz)
b

Fig. 21.18. a) Schema de principiu a corectorului de ton cu trei etaje; b) curbele de răspuns (CI_1—CI_2 — βM 387 N, βM 387 AN, βM 381, βM 381 A.

minim; 3 — la reglajul „medii" la maxim și 4 — la reglajul „medii" la minim.

Un montaj la care se pot modifica și frecvențele de unde începe corecția atît în domeniul frecvențelor joase (f_{jc}), cît și în domeniul frecvențelor înalte (f_{ic}) este prezentat în figura 21.19. Această schemă, numită „Super-Baxandall", conține următoarele reglaje: cu P_2 se reglează amplificarea la frecvențele joase, cu P_4 se reglează frecvența de unde începe reglajul la „joase" — f_{jc}. Cu potențiometrul P_3 se reglează amplificarea la „înalte" și cu P_5 frecvența f_{ic}. Valoarea maximă a corecției sau profunzimea reglajului de ton se poate stabili cu P_1. Principiul de funcționare este următorul: semnalul de intrare este „repetat" de circuitul CI_1, amplificatorul CI_2 cu elementele R_3—R_2—P_2—P_3, ce pot fi echivalente cu o punte. Cînd cursoarele potențiometrelor se află în poziția mediană, puntea este echilibrată și amplificatorul diferențial CI_2, la intrarea neinversoare (+), nu primește semnal. Semnalul se aplică numai intrării inversoare (—) și caracteristica de frecvență este liniară. Cînd se modifică echilibrul punții datorită lui P_2 și/sau P_3, la intrarea neinversoare a etajului diferențial CI_2 ajunge semnalul care a trecut prin etajele cu CI_3 și/sau CI_4. Faza semnalului care ajunge la intrarea neinversoare a CI_2 poate fi în fază cu semnalul primit pe intrarea neinversoare sau în antifază. Astfel, nivelul semnalului de ieșire din CI_2 va fi mai mic sau mai mare după

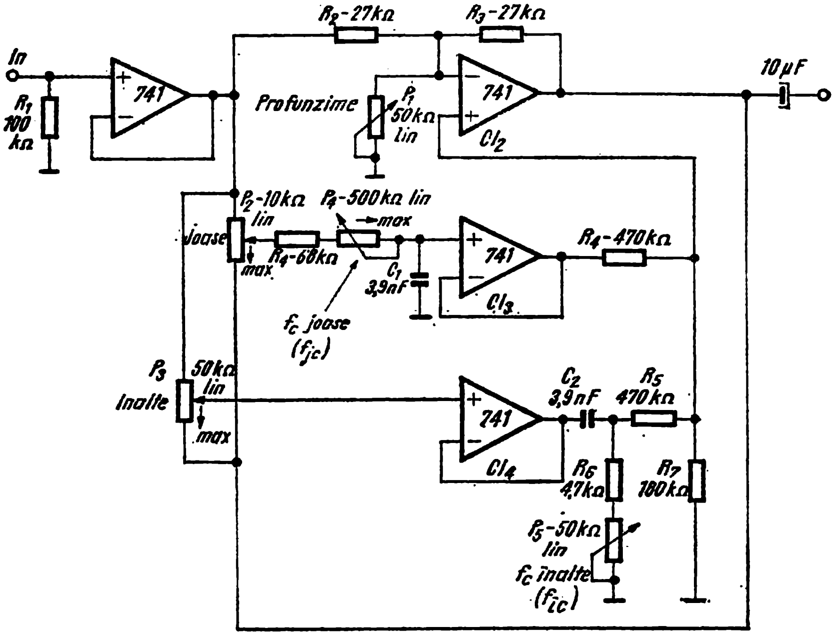

In
R1 100 kΩ
741
R2-27kΩ
R3-27kΩ
Profunzime
P1 50kΩ lin
741
CI2
10µF
P2-10kΩ lin
P4-500kΩ lin
max
Joase
R4-68kΩ
max
C1 3,9nF
fc joase (fjc)
741
CI3
R4-470kΩ
P3 Inalte
50kΩ lin
max
C2 3,9nF
R5 470kΩ
741
CI4
R6 4,7kΩ
R7 180kΩ
P5-50kΩ lin
fc înalte (fîc)

Fig. 21.19. Schema montajului Super-Baxandal. (În loc de βA 741 se pot utiliza [illegible] 324, ROB 709, βM 387 etc.)

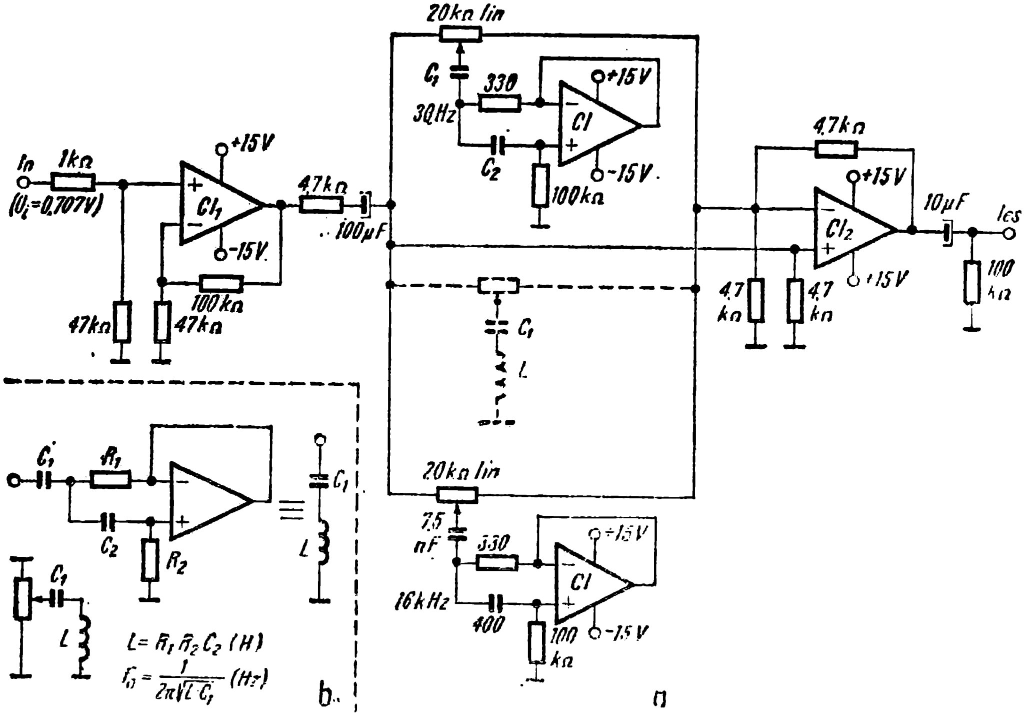
sensul de deplasare al cursoarelor potențiometrelor P_2 și/sau P_3 efectuîndu-se reglajul amplificării la frecvențele joase și/sau înalte. Circuitele etajelor CI_3 și CI_4 conțin grupuri *RC*, care stabilesc frecvențele caracteristice f_{jc} și $f_{îc}$. Cu P_4 și P_5 se poate regla cu o decadă, față de 1kHz, frecvențele f_{jc} și $f_{îc}$. Adiționarea semnalelor care trec prin CI_2 se face cu P_1, obținîndu-se un reglaj al profunzimii (ridicării-tăierii) frecvențelor joase și înalte între 15—25 dB (în raport cu cel obținut cu P_2 și P_3).

Cu acest montaj se pot realiza nenumărate forme ale caracteristicii de frecvență, deoarece se poate regla atît panta curbei caracteristice, cît și profunzimea reglajului. De asemenea, se pot obține și curbele RIAA, NAB și alte corecții.

Zgomotul și distorsiunile neliniare depind de circuitele integrate folosite. Dar chiar cu βA 741 se obțin distorsiuni sub 0,1% dacă nivelul de intrare nu depășește circa 50...100 mV.

O altă categorie de circuite de reglaj al tonului sînt așa-numitele *egalizoare de octavă*. Adică reglajul amplificării se face pe un număr — de obicei de zece — frecvențe, la un ecart de o octavă între ele.

Circuitele corectoare acordate pe frecvențele respective, pot fi realizate în mai multe moduri. O soluție eficientă se bazează pe inductanța electronică echivalentă ce se poate obține cu un amplificator operațional. În figura 21.20, b se prezintă schema electrică a circuitului care simulează o inductanţă L cu pierderi, cu un capăt la masă. Circuitul $L—C_1$ formează un circuit oscilant serie, care se conectează între cursorul potenţiometrului şi masă. Amplificatorul diferenţial cu CI_2 (figura 20 a) primeşte pe intrarea neinversoare semnalul nemodificat, iar pe intrarea inversoare semnalul modificat ca amplitudine de poziţia cursorului potenţiometrelor de 20kΩ. În poziţia de mijloc a cursorului valoarea amplificării pe ramura inversoare



In
1kΩ
(Ui=0,707V)
+15V
CI1
-15V
47kΩ
100μF
100kΩ
47kΩ
47kΩ
20kΩ lin
C1
30Hz
330
C2
CI
+15V
-15V
100kΩ
4,7kΩ
+15V
CI2
+15V
10μF
Ies
47 kΩ
47 kΩ
100 kΩ
C1
L
20kΩ lin
7,5 nF
330
16kHz
400
CI
+15V
-15V
100 kΩ
a
C1
R1
C2
R2
C1
L
C1
L
L = R1 R2 C2 (H)
f0 = 1/(2π√(L·C1)) (Hz)
b

Fig. 21.20. a) Schema de principiu a egalizatorului de octavă (CI — βA 741, βM 324); b) schema electrică a inductanţei echivalente.

f[Hz]	C_1	C_2
30	6,8 μF	120 nF
60	3,3 μF	65 nF
120	1,5 μF	35 nF
240	0,68 μF	20 nF
500	0,33 μF	9,3 nF
1 k	0,15 μF	5,1 nF
2 k	68 nF	2,8 nF
4 k	33 nF	1,5 nF
8 k	15 nF	800 pF
16 k	7,5 nF	400 pF

este *A*, spre un capăt rezistența (dintre cursor și acel capăt) scade și amplificarea crește, deci nivelul de ieșire (din CI_2) crește și invers. Se obține astfel reglajul caracteristicii de frecvență la fiecare din frecvențele de acord. Circuitul prezentat în figura 21.20 a are zgomotul foarte mic (70 dB), distorsiunile neliniare mai mici de 0,1 %, amplificarea de 0 dB în poziția mediană și ± 12 dB la capetele cursoarelor, iar nivelul de intrare poate fi de 0,775 V_{ef} (nivel normal — 0 dB).

În tehnica înregistrării programelor sonore apare necesară posibilitatea de a se distribui sursa de semnal pe mai multe căi. Montajul prezentat în figura 21.21 este un amplificator distribuitor cu două căi. Cînd cursorul potențiometrului R_3 se află în poziția mediană atunci nivelele de ieșire sînt aceleași pe ambele canale. Odată cu deplasarea cursorului spre unul dintre capete, pe acel canal nivelul semnalului scade, iar pe canalul de la capătul opus crește. Astfel cele două ieșiri sînt în balans.

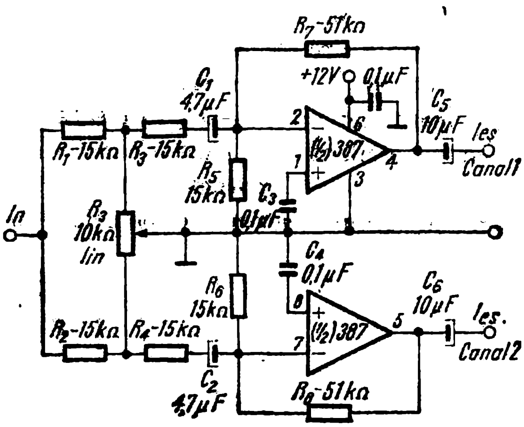

R₇-51kΩ
+12V
0,1μF
C₁
4,7μF
C₅
10μF
Ieș
Canal1
R₁-15kΩ
R₃-15kΩ
R₅
15kΩ
C₃
0,1μF
2
6
(½)387
1
4
3
In
R₃
10kΩ
lin
C₄
0,1μF
R₆
15kΩ
C₆
10μF
8
(½)387
5
7
Ieș.
Canal2
R₂-15kΩ
R₄-15kΩ
C₂
4,7μF
R₈-51kΩ

Fig. 21.21. Schema de principiu a amplificatorului distribuitor cu două ieșiri în balans.

Majoritatea instrumentelor muzicale electronice sînt prevăzute cu un circuit modulator în amplitudine a semnalului audio, cu o frecvență foarte joasă, producîndu-se efectul de tremolo. În figura 21.22 prezentăm un asemenea circuit. Semnalul de audiofrecvență trece printr-un circuit format din două diode (1N4148). Acestea sînt astfel polarizate încît împreună cu semnalul de foarte joasă frecvență realizează modificarea rezistențelor lor dinamice.

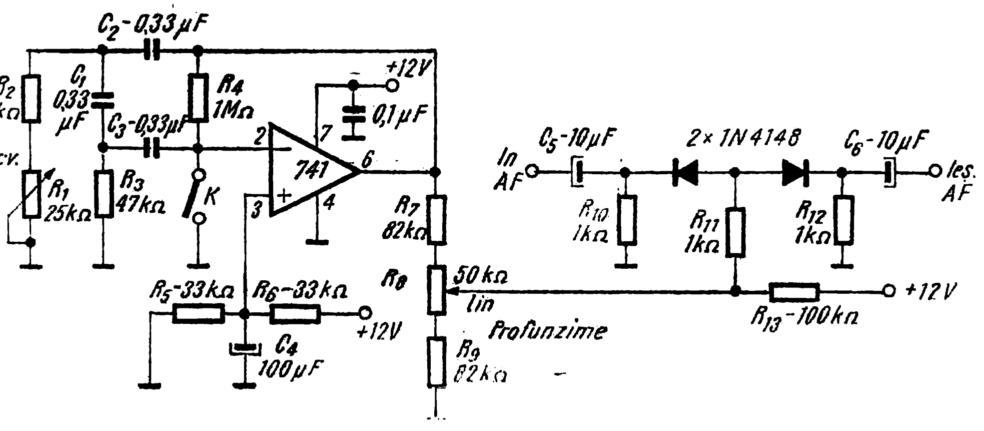

C₂-0,33μF
R₂
47kΩ
C₁
0,33
μF
C₃-0,33μF
R₄
1MΩ
+12V
0,1μF
frecv.
R₁
25kΩ
R₃
47kΩ
K
2
7
741
6
3
4
R₇
82kΩ
R₈
50kΩ
lin
Profunzime
R₉
82kΩ
R₅-33kΩ
R₆-33kΩ
+12V
C₄
100μF
In
AF
C₅-10μF
2× 1N4148
C₆-10μF
Ieș.
AF
R₁₀
1kΩ
R₁₁
1kΩ
R₁₂
1kΩ
R₁₃-100kΩ
+12V

Fig. 21.22. Schema de principiu a circuitului „tremolo".

Semnalul de modulație este elaborat de oscilatorul cu βA 741, iar frecvența se poate regla cu R_1 între 2...10 Hz. Gradul de modulație sau profunzimea modulației se poate regla cu R_8. La închiderea întrerupătorului K, oscilatorul se blochează și modularea semnalului audio dispare. Nivelul de intrare, pentru evitarea limitării semnalului, nu trebuie să depășească 100 mV. La acest montaj distorsiunile neliniare sînt mari. Dacă nivelul de intrare nu depășește 10—15 mV, distorsiunile sînt tolerabile.

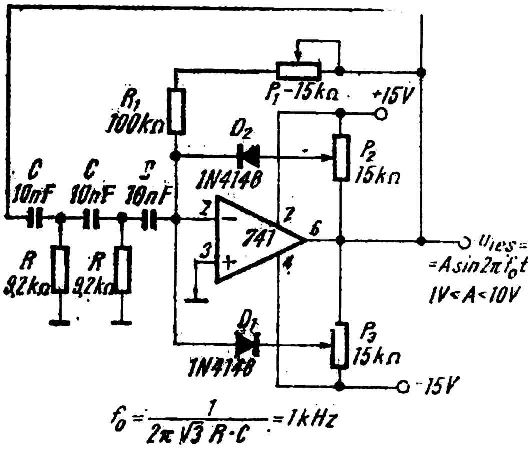


Fig. 21.23. Schema de principiu a oscilatorului cu rețea de defazare *RC*.

Generatoare de semnale

După cum am mai arătat, la amplificatoarele operaționale există posibilitatea de a se aplica și reacția pozitivă împreună cu reacția negativă. Adică, fracțiuni din semnalul de ieșire se pot aplica atît intrării inversoare (reacție negativă), cît și intrării neinversoare (reacție pozitivă). Apoi, impedanța mare de intrare, posibilitatea obținerii unei amplificări mari pe buclă, fac ca amplificatoarele operaționale să fie utilizabile la realizarea unor generatoare de semnale de variate forme, cu distorsiuni foarte mici.

Prezentînd cîteva scheme practice vom face pe scurt și comentariul cu privire la realizarea condiției de amplitudine, a valorii frecvenței și a obținerii unor performanțe.

Dacă semnalul de reacție care se aplică intrării inversoare este defazat cu 180° reacția este pozitivă și sistemul poate să oscileze. Un circuit de reacție defazor cu 180° este rețeaua cu trei grupuri *RC*. În figura 21.23 este prezentată schema unui oscilator sinusoidal cu rețea de defazare *RC* tip trece sus. Amplificarea în buclă închisă (cu reacție) este dată de raportul dintre rezistorul R_1 plus a reostatului P_1 și rezistența R din grupul defazor. Pentru o bună stabilitate a oscilațiilor trebuie îndeplinită condiția ca $(R_1+P_1)=12R$. Deci cu P_1 vom stabili un regim stabil al oscilațiilor. La oscilatoare o problemă importantă este limitarea amplitudinii oscilațiilor. Astfel, între ieșirea din CI și intrarea neinversoare s-a conectat circuitul limitator format din diodele D_1 și D_2, polarizate cu potențiometrele P_2 și P_3. La tendința de creștere a amplitudinii alternanței pozitive a semnalului de ieșire, rezistența dinamică a diodei D_2 scade, șuntînd rezistența de reacție $(R_1 + P_1)$ și amplificarea scade. Nivelul la care efectul de șuntare al diodei este remarcabil se stabilește cu P_2. Același fapt se petrece și pe ramura cu D_1. După stabilirea amplitudinii de ieșire A_1, care în acest caz poate fi între 1...10 V, și a distorsiunilor minime (simetria sinusoidei), în locul potențiometrelor se pot conecta rezistoare de valoare corespunzătoare valorii rezistenței reglate cu acestea. Frecvența oscilațiilor este dată de valoarea *RC*, după formula: $f_0 = 1/2\pi\sqrt{3}\,RC$. Cu valorile date în figura 21.23, $f_0 = 1$ kHz. Cu asemenea scheme variația frecvenței se realizează anevoios.

Conectînd o punte Wien în bucla de reacție pozitivă obținem o schemă de oscilator (figura 21.24). Frecvența oscilațiilor este dată de valorile rezistoarelor și capacitoarelor punții. Dacă $C_1 = C_2$ și $R_1 = R_2$, atunci $f_0 = 1/2\pi R_1C_1$. Cu valorile din figura 21.24 se obține $f_0 = 1\,000$ Hz. Limitarea amplitudinii oscilațiilor se face cu diodele D_1 și D_2. Pentru stabilitatea regimului oscilator se reglează P_1, deci cîștigul pe bucla inversoare. O bună stabilitate a regimului se obține cînd la intrarea inversoare ajunge circa o treime din semnalul de ieșire, adică factorul de reacție $\beta = 0{,}33$. Distorsiuni mai mici se obțin dacă diodele D_1 și D_2 sînt împerecheate. Și la această schemă reglarea frecvenței se face cu dificultate (potențiometrul dublu, precis etc.).

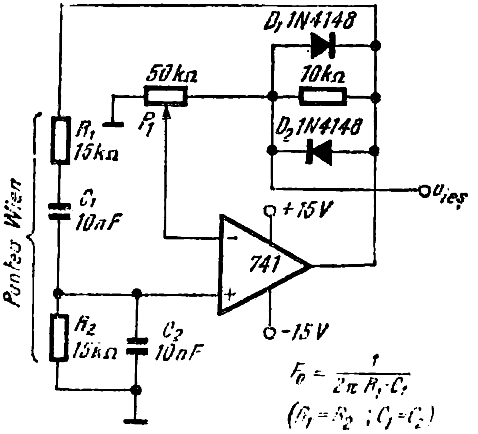

D1 1N4148
50kΩ
10kΩ
D2 1N4148
R1 15kΩ
P1
C1 10nF
Puntea Wien
+15V
741
-15V
Uieș
R2 15kΩ
C2 10nF
$F_0 = \frac{1}{2\pi R_1 \cdot C_1}$
($R_1 = R_2$; $C_1 = C_2$)

Fig. 21.24. Schema de principiu a oscilatorului cu punte Wien.

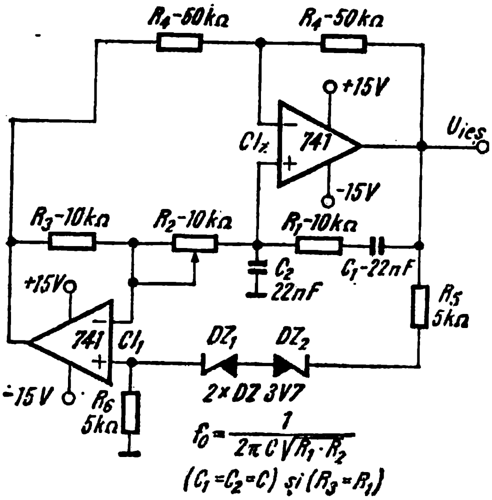

R4-60kΩ
R4-50kΩ
+15V
CI2
741
Uieș
-15V
R3-10kΩ
R2-10kΩ
R1-10kΩ
C2 22nF
C1-22nF
R5 5kΩ
+15V
741
CI1
DZ1
DZ2
2×DZ 3V7
-15V
R6 5kΩ
$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 \cdot R_2}}$
$(C_1 = C_2 = C)$ și $(R_3 = R_1)$

Fig. 21.25. Schema oscilatorului cu punte Wien, cu posibilitatea reglării frecvenței.

În multe aplicații este necesar să putem regla frecvența oscilațiilor. În figura 21.25 prezentăm o schemă de generator cu punte Wien, cu posibilitatea reglării frecvenței. Puntea Wien, $C_1 - R_1 - C_2 - R_2$, conține potențiometrul R_2 cu ajutorul căruia se poate regla frecvența generată. Odată cu reglajul frecvenței se modifică și amplificarea etajului CI$_1$. Dacă R_2 scade, frecvența crește, amplificarea lui CI$_1$ crește și astfel se compensează caracteristica căzătoare a amplificării lui CI$_1$ și CI$_2$ și se păstrează condiția de amplificare pe buclă. Prin urmare, odată cu modificarea lui R_2 se va schimba frecvența, se va păstra condiția de oscilație și nivelul de ieșire al semnalului va rămîne constant. În realitate nivelul de ieșire rămîne constant într-o gamă de 10:1 a frecvenței.

Limitarea amplitudinii oscilațiilor se face cu diodele Zener D_{z1} și D_{z2}. Cu valorile prezentate în figura 21.25 se obțin oscilații între 300....500 Hz și 4...5 kHz.

În anumite aplicații avem nevoie de două semnale care să fie defazate între ele cu 90°. Asemenea semnale, unul sinusoidal, celălalt cosinusoidal, de aceeași frecvență, se mai numesc în cuadratură. Prin urmare, asemenea generatoare au două ieșiri, una pentru semnalul sinusoidal, alta pentru cel cosinusoidal. În figura 21.26 prezentăm schema unui generator de semnale în cuadratură. Cele două amplificatoare operaționale sînt în montaj de circuit integrator. Bucla de reacție se aplică de la ieșirea lui CI$_2$ la intrarea neinversoare a lui CI$_1$ prin grupul C_2—(R_2+R_3). Cu R_3 se reglează un regim stabil de oscilație. Pentru limitarea amplitudinii oscilațiilor s-au prevăzut diodele D_1 și D_2 polarizate corespunzător. Dacă distorsiunile sînt mari, se va ajusta valoarea rezistoarelor R_5 și R_8. La ieșirea *1* semnalul este sinusoidal: $A \sin 2\pi ft$, iar la ieșirea *2* este cosinusoidal: $A \cos 2\pi ft$, unde amplitudinea A este în jurul a 10 V_{vv}.

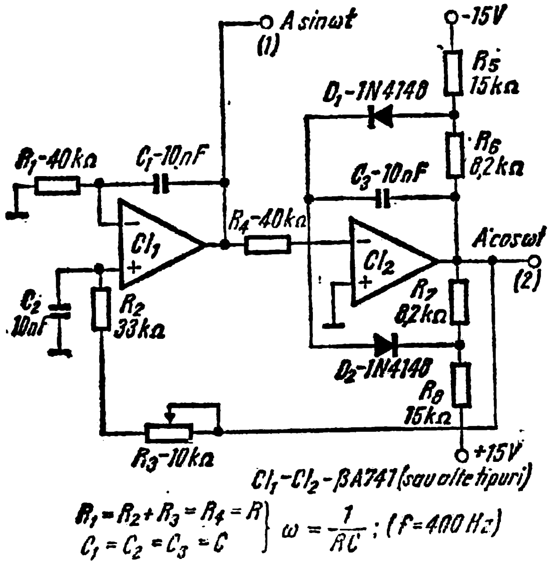


Fig. 21.26. Schema generatorului de semnale în cuadratură.

În general, la oscilatoarele sinusoidale valoarea frecvenței oscilațiilor este limitată de caracteristica de frecvență a amplificării în buclă închisă a circuitului, precum și de amplitudinea de ieșire a oscilațiilor (slew-rate). Din acest motiv, la alegerea circuitului integrat pentru schema generatorului trebuie să analizăm care sînt posibilitățile de asigurare a amplificării la frecvența impusă a oscilațiilor. Cu amplificatoarele operaționale uzuale (βA 741, de exemplu) se poate acoperi fără probleme banda audio.

O altă categorie de generatoare sînt cele de impulsuri. Impulsurile pot fi de forme foarte diferite: dreptunghiulare, triunghiulare, dinți de fierăstrău, trenuri de impulsuri etc.

Schema cea mai simplă de generator de semnale dreptunghiulare este prezentată în figura 21.27, a. Bucla neinversoare este formată din divizorul $\beta = R_1/R_1 + R_2$, prin care se realizează reacția pozitivă. La intrarea inversoare reacția se realizează prin grupul *RC*. La momentul $t = 0$ (figura 21.27, b), cînd tensiunea U_i^- de pe capacitorul *C* este cea mai negativă și egală cu $-\beta V_z$, circuitul este basculat, tensiunea de ieșire fiind $+U_z$. Tensiunea adusă de la ieșire prin rezistorul de reacție *R* va produce, în intervalul $0-t_1$, încărcarea capacitorului *C*. În momentul t_1, tensiunea de pe intra-

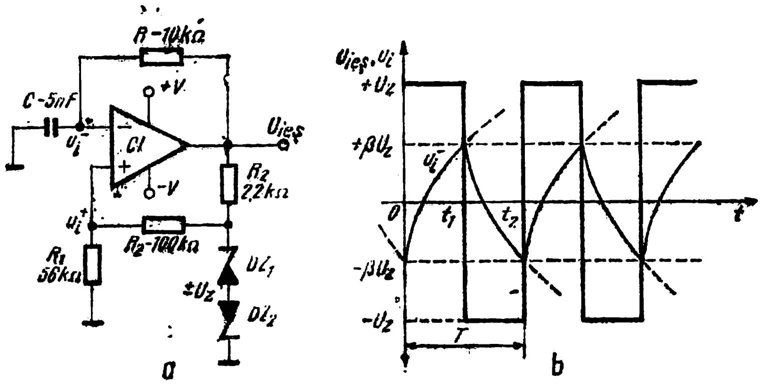


Fig. 21.27. a) Schema generatorului de semnale dreptunghiulare (CI — βM 741, Dz_1-Dz_3 — 5,1 V); b) forma undelor.

rea inversoare ajunge egală cu tensiunea de la intrarea neinversoare, $U_i^+ = \beta U_z$, şi circuitul basculează, tensiunea de ieşire fiind — U_z. În intervalul $t_1 - t_2$, capacitorul C se descarcă şi în momentul t_2, tensiunea de pe intrarea inversoare U_i^- este egală cu cea de pe intrarea neinversoare $U_i^+ = -\beta U_z$ şi circuitul iarăşi basculează, la ieşire fiind $+U_z$. Acest proces se repetă cu o perioadă ce depinde de valoarea capacităţii C şi a rezistorului R (de încărcare a lui C), şi de coeficientul de reacţie β. Pentru $\beta = 0{,}5$, rezultă perioada $T = 2RC$ şi $f = 1/2RC$. Diodele Zener limitează excursia tensiunii de ieşire. Generatorul funcţionează şi fără aceste diode, dar tensiunea de la ieşire ia valorile maxime de saturaţie. Acest tip de generator de impulsuri dreptunghiulare este utilizabil pentru frecvenţe fixe, dar prin variaţia rezistenţei lui R se poate ajusta frecvenţa de repetiţie. Se pot obţine performanţe bune cu circuite uzuale, în banda de frecvenţe între 10...10 000 Hz. Menţionăm şi aici că o excursie mare a tensiunii de ieşire duce la scăderea frecvenţei de lucru. Valorile componentelor din schema prezentată, conduc la o frecvenţă de repetiţie de $f = 1\,000$ Hz, şi un nivel al tensiunii de ieşire de circa 10 V_{vv} (vîrf-vîrf). Circuitul integrat poate fi βA 741 sau alt tip, iar diodele Zener vor fi alese după nivelul de ieşire necesar, vor fi împerecheate şi cu coeficient mic de temperatură, deoarece U_z influenţează stabilitatea frecvenţei.

Variaţia tensiunii U_i^- de pe bornele capacitorului C, din schema din figura 21.27 se apropie de forma triunghiulară, dar neliniaritatea este prea mare. Pentru obţinerea unei forme de undă triunghiulară cît mai liniară, încărcarea — descărcarea capacitorului C trebuie să se facă cu curent constant. Astfel, schemele generatoarelor de semnale triunghiulare sînt concepute fie pe baza încărcării-descărcării cu curent constant al unui capacitor conectat între borna inversoare şi masă (reacţia pozitivă fiind asigurată de un divizor rezistiv), fie pe utilizarea etajului integrator.

Funcţional, odată cu generarea semnalului dreptunghiular se obţine şi semnalul triunghiular. În figura 21.28 prezentăm schema unui generator de semnale dreptunghiulare şi triunghiulare, care utilizează generatoarele de curent pentru încărcarea-descărcarea capacitorului C. Acestea sînt realizate cu Tz_1-D_1 şi Tz_2-D_2 împreună cu rezistoarele aferente. Cînd semnalul de ieşire este pozitiv, dioda D_1 se deschide, Tz_1 conduce şi încarcă capacitorul C cu un curent constant I_c. La saltul tensiunii de ieşire la valoarea negativă, se deschide D_2 şi conduce Tz_2 care va descărca pe C cu un curent constant I_c. Cu potenţiometrele P_1 şi P_2 se poate regla simetria formelor de undă (factorul de umplere). De la ieşirea U_1 se culege, de regulă printr-un repetor, semnalul triunghiular, iar de la ieşirea U_2 semnalul dreptunghiular. Rolul diodelor Zener este de a stabili nivelul vîrf la vîrf al semnalului dreptunghiular. Dar, la U_z mare, C se încarcă cu curent constant într-un timp mai mare, iar la U_z mic, acest timp este mai mic. Prin urmare, frecvenţa oscilaţiilor va depinde, foarte puternic, de valoarea tensiunii Zener. Evident, frecvenţa va fi proporţională cu valoarea curentului de încărcare-descărcare, şi invers proporţională cu capacitatea lui C. Formula frecvenţei este:

$$f = I_c/4\beta U_z C,$$

unde:

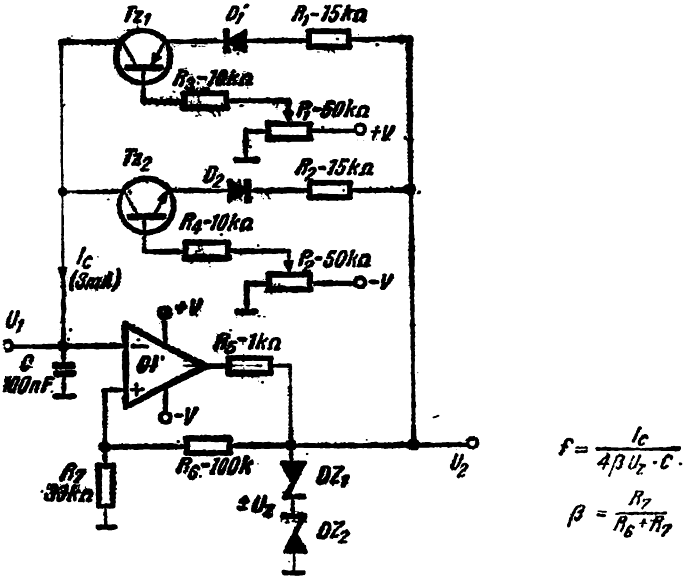
I_c — curentul de încărcare-descărcare a lui C [A];

β — divizorul de reacţie pozitivă;

U_z — tensiunea Zener [V];

C — capacitatea [F].

Trebuie remarcat că prin reglarea potenţiometrelor P_1 şi P_2 se pot obţine



$$f = \frac{I_c}{4\beta U_z \cdot C}$$

$$\beta = \frac{R_7}{R_6 + R_7}$$

Fig. 21.28. Schema generatorului de semnale dreptunghiulare şi triunghiulare (CI — βA 741, Tz_1—BC tip *pnp*; Tz_2 — BC tip *npn*. D_1—D_2 — 1 N 4148, Dz_1—Dz_2 — 5,1 V).

şi forme de tensiune în rampă sau dinţi de fierăstrău.

Cu valorile prezentate în figura 21.28 se obţin oscilaţii cu frecvenţa în jur de 5 kHz.

Pentru obţinerea unor semnale de precizie (cu distorsiuni mici) se folosesc circuitele integratoare conectate în buclă, cu circuite comparatoare. La schemele prezentate mai sus reglajul frecvenţei se poate face cu dificultăţi. Vom prezenta schema unui generator cu frecvenţa variabilă, cu reglarea simetriei oscilaţiilor şi cu posibilitatea ajustării nivelului de ieşire. Schema se bazează pe circuitul integrator CI$_1$—R—C, la ieşirea căruia se obţin semnalele triunghiulare (U_1), iar la intrarea lui se aplică tensiunea dreptunghiulară (U_z) provenită de la comparatorul CI$_2$, legat în buclă cu CI$_1$ prin potenţiometrul R_1 (fig. 21.29).

Tensiunea dintre bornele de intrare a lui CI$_1$ este diferenţa dintre tensiunea Zener U_z şi tensiunea U_s reglată cu potenţiometrul R_4. Durata de încărcare-descărcare a capacitorului C fiind funcţie de tensiunea dintre bornele de intrare a lui CI$_1$, cu R_4 vom putea modifica simetria formei de undă. Reglajul simetriei S cu R_2 compensează erorile ce pot proveni datorită tensiunii de decalaj (offset) şi a curentului de polarizare a CI$_1$. Calcularea simetriei

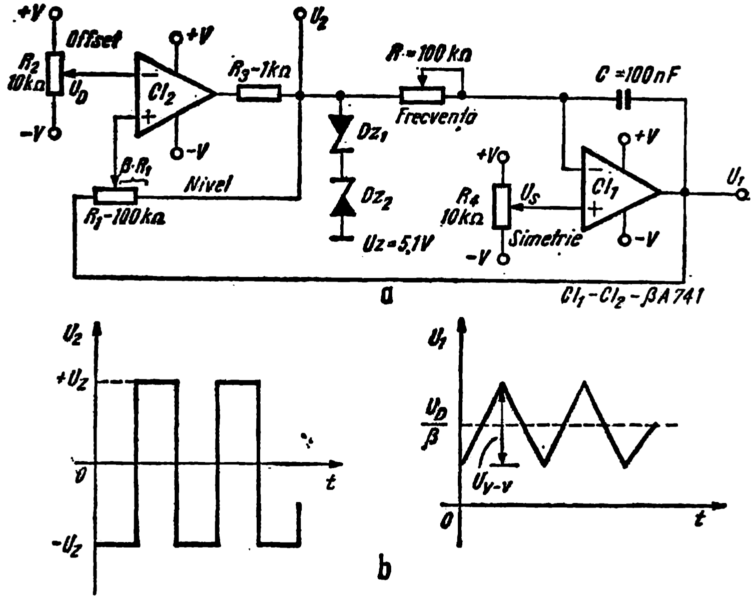

+V
Offset
R_2 10kΩ
U_D
-V
+V
CI$_2$
-V
R_3-1kΩ
U_2
R-100kΩ
Frecvenţă
C-100nF
Dz$_1$
Dz$_2$
Uz-5,1V
+V
R_4 10kΩ
U_S
Simetrie
-V
+V
CI$_1$
-V
U_1
β·R$_1$
Nivel
R_1-100kΩ
a
CI$_1$-CI$_2$-βA741
U_2
+U_z
0
t
-U_z
U_1
$\frac{U_D}{\beta}$
U_{V-V}
0
t
b

Fig. 21.29. a) Schema generatorului de unde dreptunghiulare (U_2) şi triunghiulare (U_1); b) formele de undă.

Formulele de calcul:

$$f = \frac{U_z^1 - U_s^2}{2U_zU_{v-v}} \cdot \frac{1}{RC}; \quad S = \frac{U_z - U_s}{U_z + U_s}; \quad U_{v-v} = \frac{2U_z}{\left(\frac{1}{\beta} - 1\right)}.$$

se face cu relația dată la figura 21.29. Nivelul de ieșire vîrf la vîrf (U_{vv}) al semnalului triunghiular este dictat de excursia tensiunii de ieșire a comparatorului CI_2. Comparatorul basculează cînd la intrările sale tensiunile sînt egale. Cum la intrarea neinversoare tensiunea depinde de poziția cursorului lui R_1, iar la intrarea inversoare de tensiunea U_D stabilită de potențiometrul R_2, nivelul la care se face bascularea va depinde de aceste elemente de reglaj. Cu R_1 se reglează factorul de reacție β, deci și nivelul tensiunii de ieșire, iar cu R_2 se reglează obținerea unui regim stabil al oscilațiilor și tensiunea medie, care axează impulsurile triunghiulare (figura 21.29, b) egală cu U_D/β. Frecvența oscilațiilor depinde de constanta de timp RC și de nivelul variabil al tensiunii de intrare în integrator. Cu potențiometrul R se poate regla valoarea frecvenței oscilațiilor, la un nivel de ieșire și o simetrie deja stabilite. Frecvența oscilațiilor generate, în cazul prezentat în figura 21.29, se poate regla de la circa 80 ... 100 Hz la 10 ... 12 kHz.

Schemele prezentate mai sus sînt cele mai simple, dar prezintă performanțe foarte bune. Familia generatoarelor de semnale este mult mai numeroasă, dar în cadrul acestei lucrări nu se pot prezenta „toți membrii ei".

Amplificatoare limitatoare

Pentru obținerea unui semnal de ieșire care să nu depășească o anumită valoare, pentru a nu produce o supraîncărcare a celorlalte circuite, sau pentru formarea unor semnale dreptunghiulare etc. se utilizează amplificatoare limitatoare.

Vom prezenta aici numai limitatoarele care au în bucla de reacție diode Zener. Dacă vom conecta două diode Zener în paralel pe rezistența de reacție obținem schema din figura 21.30. Procesul de limitare se bazează pe șuntarea rezistenței de reacție R_2 de către dioda Zener, amplificarea devenind foarte mică. Dacă polaritatea semnalului de intrare este pozitivă, iar nivelul de ieșire corespunzător atinge un nivel suficient de mare ca să deschidă dioda Zener D_{z1}, (D_{z2} fiind polarizată direct $U_d = 0{,}6$ V) — rezistența mică a diodelor vor șunta pe R_2 și semnalul nu va mai fi amplificat, rămînînd la valoarea constantă egală cu $-U_z - U_d$.

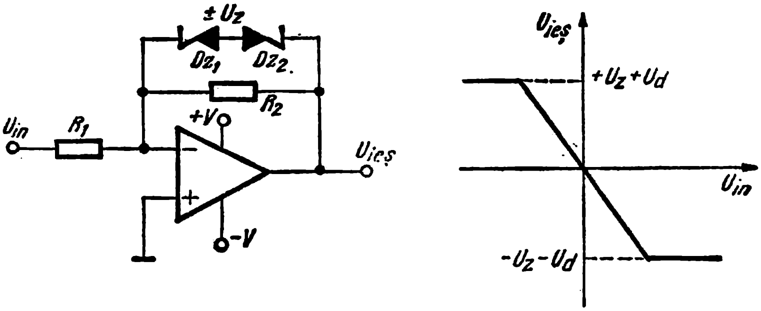


Fig. 21.30. Schema de principiu a amplificatorului limitator cu diode Zener.

În cazul aplicării unui semnal de polaritate negativă, atingerea nivelului de ieșire la $(+U_z+U_d)$ duce la deschiderea diodei D_{z2}, care determină scăderea amplificării și limitării nivelului de ieșire. Prin alegerea corespunzătoare a tensiunilor Zener se poate corecta eventuala diferență a celor două praguri de limitare. Un dezavantaj major al acestei scheme este dat de capacitatea diodei Zener, de ordinul sutelor de picofarazi care se află în paralel pe R_2. Astfel se reduce banda de frecvențe (scade amplificarea la înalte) datorită șuntării rezistenței de reacție de către această capacitate.

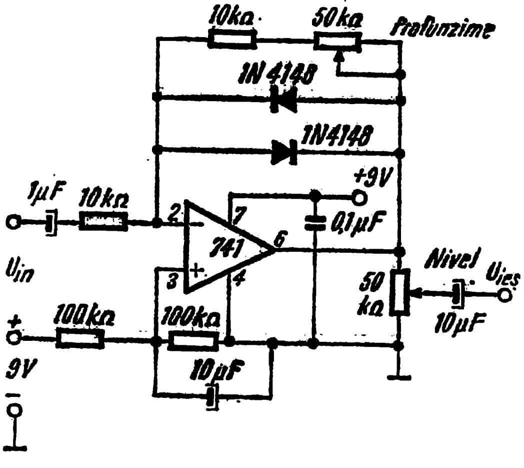

10kΩ
50kΩ
Profunzime
1N4148
1N4148
+9V
1μF
10kΩ
Uin
2
7
0,1μF
741
6
3
4
Nivel
Uieş
50 kΩ
10μF
+
100kΩ
100kΩ
9V
10μF
–

Fig. 21.31. Schema de principiu a montajului FUZZ.

La nivele mici ale semnalului de intrare, cele două diode Zener pot fi înlocuite cu două diode cu siliciu. O aplicație a acestui fel de circuit este montajul FUZZ prezentat în figura 21.31. Cele două diode vor limita semnalul sinusoidal, la ieșire obținîndu-se semnale dreptunghiulare, care conțin foarte multe armonice. Or, se știe că un semnal cu multe armonice produce un timbru deosebit. Acest montaj se folosește de obicei la instrumentele muzicale electronice cu coarde. Cu ajutorul potențiometrului de 50 kΩ se reglează de fapt amplificarea etajului, deci și profunzimea limitării semnalului.

Pe același principiu sînt realizate schemele etajului compresor și expandor din figura 21.32. În cazul etajului

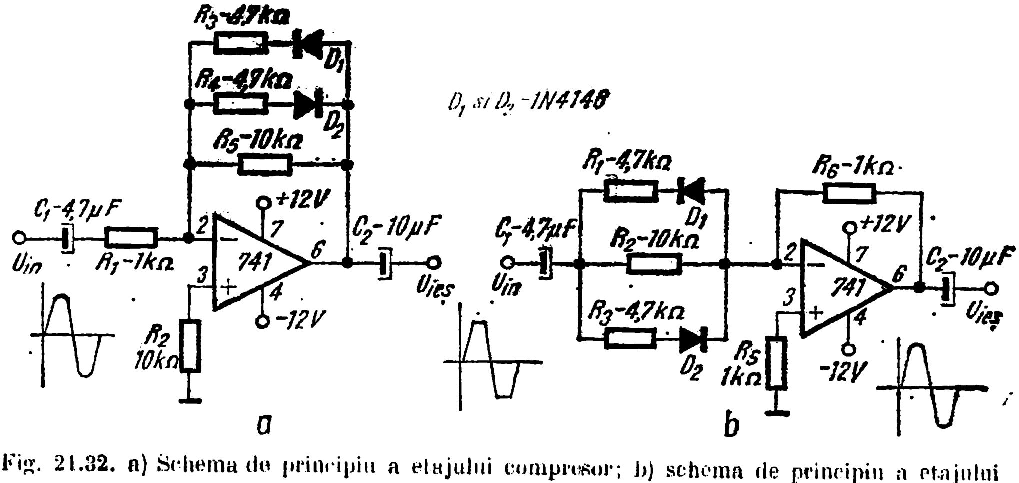

R3-47kΩ
D1
R4-47kΩ
D2
R5-10kΩ
C1-4,7μF
Uin
R1-1kΩ
+12V
2
7
6
3
741
4
-12V
C2-10μF
Uieş
R2 10kΩ
a
D1 şi D2 -1N4148
R1-4,7kΩ
D1
R2-10kΩ
R3-4,7kΩ
D2
C1-4,7μF
Uin
R6-1kΩ
+12V
2
7
3
741
6
4
-12V
C2-10μF
Uieş
R5 1kΩ
b

Fig. 21.32. a) Schema de principiu a etajului compresor; b) schema de principiu a etajului expandor.

compresor se produce o micșorare a amplificării prin micșorarea rezistenței de reacție (10 kΩ). La etajul expandor, diodele D_1, D_2 vor șunta rezistența serie cu intrarea inversoare, de 10 kΩ, astfel amplificarea va crește la vîrfurile semnalului, producîndu-se un efect invers limitării. Cîtul rezistențelor R_1/R_3 determină și raportul de comprimare, respectiv R_6/R_3 raportul de expandare. La schemele prezentate mai sus pragul limitării este de valoare fixă, dată de U_z sau U_d.

În unele aplicații este necesar a se modifica pragul intrării în limitare. În schema din figura 21.33 prin reglarea tensiunii cu P_1 se obține un prag de limitare U_L variabil. Schema mai prezintă avantajul posibilității obținerii unor nivele mici ale pragului de limitare. Circuitele CI_1 cu D_1 și CI_2 cu D_2 sînt două etaje limitatoare cu diode cu polarizarea controlată de tensiunea U_L reglată cu P_1. La etajul CI_1—D_1, cînd U_{in} este mai mic ca U_L, ieșirea amplificatorului este pozitivă și D_1 este blocată. Astfel, semnalul trece prin R_1 fără a fi influențat (limitat). Dacă U_{in} este egal cu U_L, ieșirea devine negativă și dioda D_1 conduce. Astfel, etajul devine un limitator de tensiune controlat de tensiunea U_L, iar semnalul va fi limitat. Pentru alternanța pozitivă lucrează etajul CI_1—D_1, iar pentru alternanța negativă CI_2—D_2. Circuitul CI_3 este un simplu inversor al polarității tensiunii de control al limitării; la ieșirea lui se obține — U_L necesară intrării neinversoare lui CI_2. La conectarea etajului în lanț trebuie ținut seama de rezistența mare de ieșire a limitatorului. Tensiunea de control a pragului de limitare poate fi fixă, reglabilă manual sau controlată electronic.

Comparatoare

În domeniul analizării amplitudinii tensiunii diferitelor semnale, un rol deosebit îl au circuitele comparatoare. Comparatoare de tensiune se pot realiza cu amplificatoare operaționale sau cu circuite integrate specializate (numite comparatoare). Comparatoarele sînt de fapt amplificatoare operaționale cu intrare diferențială, care pot funcționa și în buclă deschisă (fără reacție). Datorită acestei asemănări, cu

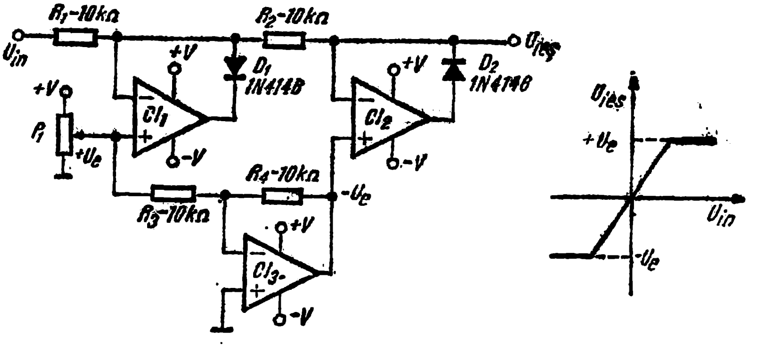


Fig. 21.33. Schema limitatorului cu prag controlabil (CI_1—CI_2—CI_3—βA 741).

circuitele comparatoare se pot concepe foarte multe scheme care se realizează uzual cu amplificatoarele operaționale. Dar pentru obținerea unor fronturi bune ale semnalului de ieșire, comparatoarele au o bandă de frecvență mai mare, deci un timp de răspuns mai mic. Astfel, caracteristicile electrice ale comparatoarelor sînt asemănătoare cu cele ale amplificatoarelor operaționale, cu deosebirile următoare: timpul de răspuns la semnale mari este mai redus — adică o viteză de variație a tensiunii de ieșire mai mare, posibilitatea alimentării de la o singură sursă — deci compatibilitatea cu circuitele logice TTL, DTL, ECL, MOS etc. Datorită asemănării cu amplificatoarele operaționale, simbolul comparatoarelor este același.

Vom prezenta cîteva aplicații tipice ale comparatoarelor. Principala lor aplicație o reprezintă montajele la care tensiunea de ieșire are o valoare ridicată sau coborîtă, după cum nivelul semnalului de intrare este mai mic sau mai mare față de o tensiune de referință. Asemenea montaje sînt numite detectoare de prag sau comparatoare. În figura 21.34 amplificatorul operațional este conectat în circuit diferențial, la intrarea inversoare se aplică semnalul de intrare $+U_i$, iar la cea neinversoare tensiunea de referință $+U_r$. Atît timp cît $U_i < U_r$ la ieșire $U_{ieş}$ are o valoare pozitivă mare, U_M. Cînd $U_i \geqslant U_r$, circuitul va comuta tensiunea de ieșire (stare de tranziție) la o valoare minimă U_m. Astfel, semnalele de intrare cu nivel egal sau mai mare ca tensiunea de referință sînt detectate. Pragul de la care se face evidențierea semnalului este stabilit de valoarea tensiunii de referință. Practic, etajul comparator este asociat cu o limitare de tensiune pentru fixarea valorii tensiunilor U_M și U_m.

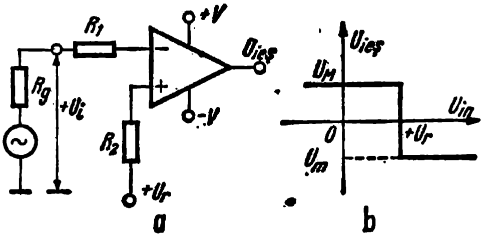


Fig. 21.34. a) Schema de principiu a montajului comparator realizat cu amplificator operațional în montaj diferențial; b) caracteristica de transfer.

În cazul cînd peste semnalul de intrare este suprapusă o tensiune de zgomot, U_z, la pragul de tranziție apare o stare de nedeterminare, care se poate elimina prin introducerea unui histerezis în caracteristica de transfer. Realizarea histerezisului se face prin introducerea reacției pozitive. Cu aceste precizări, schema de principiu generală a comparatorului arată ca în figura 21.35. Tensiunea de histerezis U_H și tensiunea de prag U_r' sînt date de formulele din figura 21.35b. Limitarea se poate face cu diode polarizate cu tensiuni corespunzătoare, cu diode Zener sau prin proiectarea adecvată a circuitelor monolitice. Trebuie să menționăm că existența histerezisului este o importantă sursă de erori, mai ales în cazul generatoarelor de semnale triunghiulare și dreptunghiulare.

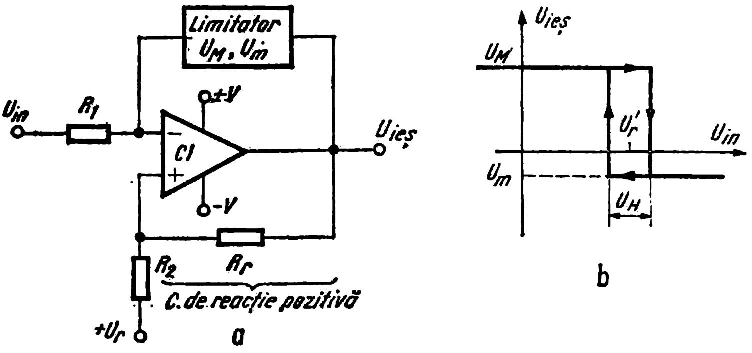

Limitator
U_M, U_m
U_{in}
R_1
+V
CI
-V
$U_{ieş}$
R_2
R_r
C. de reacţie pozitivă
$+U_r$
a
$U_{ieş}$
U_M
U'_r
U_{in}
U_m
U_H
b

Fig. 21.35. a) Schema de principiu generală a comparatorului; b) caracteristica de transfer cu histerezis.

Formule de calcul:

$$U_H = \frac{R_2}{R_2 + R_r}(U_M - U_m)$$

$$U'_r = \frac{U_H}{2} + \frac{R_2}{R_2 + R_r} \cdot U_r.$$

Montajul din figura 21.36 se poate utiliza la indicarea stării tensiunii unei surse de alimentare, în particular al stării bateriei auto. La intrarea neinversoare a montajului diferenţial cu βA 741 se aplică tensiunea de referinţă, furnizată de dioda Zener de 5,6 V. La intrarea inversoare se aplică tensiunea culeasă de pe cursorul potenţiometrului P_1, care este proporţională cu tensiunea bateriei (sursei) de alimentare. Această tensiune se „compară" cu tensiunea de referinţă. Cînd bateria (sursa) are tensiunea nominală corectă (la bateriile auto în jur de 14 V), se reglează P_1 astfel ca la ieşirea din CI (pinul *6*) tensiunea să fie negativă (cazul $U_i > U_r$, deci $U_{ieş} = U_m$). În această situaţie, LED-ul verde se va aprinde, deci indicaţia va fi: NORMAL. Cînd tensiunea bateriei scade, se ajunge ca tensiunea de pe cursorul lui P_1 să fie egală cu cea de pe dioda Zener şi circuitul comută (starea de tranziţie) ieşirea la o tensiune pozitivă (cazul $U_i < U_r$, deci $U_{ieş} = U_M$). Acum, LED-ul verde se stinge şi se aprinde cel roşu, avertizînd scăderea tensiunii bateriei sub valoarea reglată cu P_1.

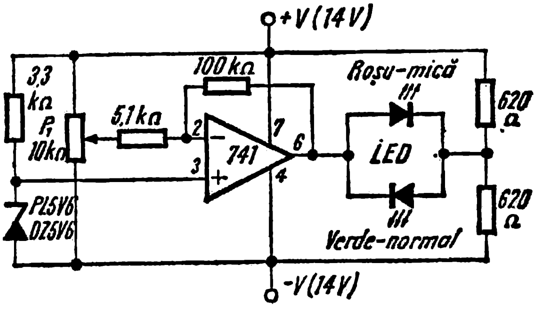

+V(14V)
3,3 kΩ
P_1 10kΩ
100kΩ
5,1kΩ
2
3
7
6
4
741
Roşu-mică
LED
Verde-normal
620 Ω
620 Ω
PL5V6
DZ5V6
-V(14V)

Fig. 21.36. Schema montajului indicator a tensiunii bateriei auto.

Etajele comparatoare se pot realiza atît în configuraţia inversoare, cît şi în cea neinversoare. La montajele comparatoare inversoare tensiunea de referință se aplică la intrarea (+) a CI, iar la cele neinversoare, tensiunea de referință se aplică intrării inversoare (—). Pe baza acestei constatări se poate realiza un montaj, care să pună în evidență semnale al căror nivel este cuprins între două valori cunoscute. Un asemenea montaj se numește comparator cu fereastră. În figura 21.37 este prezentată schema de principiu și caracteristica de transfer a unui comparator cu fereastră. Circuitele integrate sînt comparatoare de tip βM 339. Cu potențiometrul P_1 se stabilește tensiunea de referință U_{r_1}, care se aplică circuitului neinversor, cu P_2 se reglează tensiunea de referință $U_{r_2} > U_{r_1}$. Semnalul de intrare U_i se aplică prin rezistorul de 1 kΩ celor două intrări. Tranzistoarele de ieșire ale comparatoarelor fiind cu colectorul în gol sînt alimentate prin rezistorul de 10 kΩ, iar semnalul se aplică tranzistorului *Tz*, care poate fi orice tip *npn* de 800 mW. În colectorul tranzistorului se conectează între bornele *a—b* fie un bec *L* de 12 V/3 W, fie un releu *R* de 12 V cu rezistența bobinei mai mare de 100 Ω. Dacă $U_i < U_{r_1}$, tensiunea U_B este practic egală cu zero, cînd $U_i \geqslant U_{r_1}$ tensiunea U_B va crește la o valoare pozitivă. Cînd $U_i < U_{r_2}$, U_B este la o valoare pozitivă, și la $U_i \geqslant U_{r_2}$, U_B tinde la zero. Astfel, în intervalul (U_{r_2} — U_{r_1}) baza tranzistorului este pozitivă și lampa *L* (sau releul *R*) vor fi activate. Cu P_1 și P_2 se poate regla intervalul și domeniul de tensiuni pe care dorim să le separăm (sau evidențiem). Montajul se alimentează de la o singură sursă de 12 V.

Circuite de temporizare

Pentru realizarea unor temporizări, necesare în diferitele aplicații, s-au realizat circuite integrate numite *circuite de temporizare*. Circuitul de temporizare cel mai răspîndit este tipul 555. Acest circuit este produs de I.P.R.S.-Băneasa, în mai multe variante: βE 555 E βE 555 M — capsulă de plastic cu 14 terminale; βE 555 H, βE 555 MH — capsulă metalică cu 8 terminale și βE 555 N, βE 555 MN — minicapsulă de plastic cu 8 terminale.

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 21.38. El prezintă un circuit basculant bistabil tip *R—S*. La intrarea *R* se aplică semnalele de

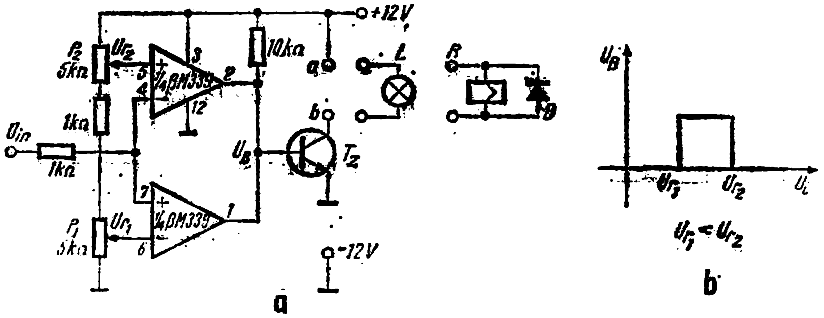


Fig. 21.37. Schema comparatorului cu fereastră; b) caracteristica de transfer.

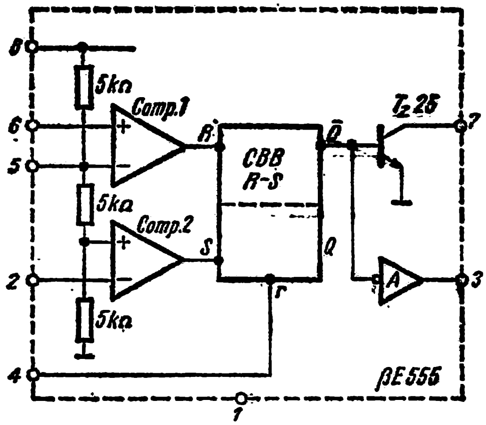


Fig. 21.38. Schema bloc a circuitului de temporizare βE 555 (1 — masa, 2 — declanșare, 3 — ieșire, 4 — aducere la zero, 5 — control, 6 — prag, 7 — descărcare, 8 — alimentare ($+V_{cc}$). *Notă:* minicapsulă cu 8 terminale).

la comparatorul (comp 1), la intrarea S cele provenite de la comparatorul (comp 2). La intrarea r se aplică semnalul de aducere la zero a bistabilului. La ieșirea $\bar{Q}$ se află conectate: amplificatorul inversor de ieșire și baza tranzistorului care descarcă capacitorul din montajul exterior. Tensiunile de referință ale celor două comparatoare, datorită divizorului format din cele trei rezistențe de 5 kΩ, sînt: $+0{,}66\ V_{cc}$ pentru (comp 1) și $+0{,}33\ V_{cc}$ pentru (comp 2).

Semnalele de ieșire de pe terminalele *3* și *7* (descărcare) depind de stările pe care le au circuitul basculant. Vom utiliza notația 1 pentru starea cu semnal de nivel ridicat și 0 pentru starea cu nivel scăzut (aproape de potențialul masei). Cînd:

1) $S = 1$, $R = 0$ și $r = 0$, $\bar{Q} = 0$, la ieșire (3) starea 1, tranzistorul de descărcare Tz_{25} este blocat.

2) $S = 0$, $R = 1$ și $r = 0$, $\bar{Q} = 1$, la ieșire (3) starea 0, tranzistorul Tz_{25} este saturat.

3) Indiferent de stările lui R și/sau S cînd $r = 1$, $\bar{Q} = 0$, deci ieșirea este 1 și Tz_{25} blocat. Realizarea stării $r = 0$ se face fie prin lăsarea în aer a terminalului *4*, fie prin aplicarea la acest terminal a unei tensiuni mai mari de 1 V. Starea $r = 1$ se obține prin conectarea terminalului *4* la masă (0 V).

Realizarea stărilor pentru intrările R și S se face prin nivelele semnalelor ce se aplică la intrările celor două comparatoare: prag (terminalul *6*) și declanșare (terminalul *2*). Constatăm că cele două comparatoare sînt asemănător polarizate și comandate ca la comparatorul de fereastră, analizat anterior. Terminalul *6* de intrare a (comp 1), de $+0{,}66\ V_{cc}$, se mai numește *prag sus* (PS), iar cel de intrare (2) a comparatorului 1 (de $+0{,}33\ V_{cc}$) se mai numește *prag jos* (PJ). Cînd nivelul semnalului aplicat la terminalul *6* este:

$$U_{inPS} < +0{,}66\ V_{cc} \rightarrow R = 0$$

$$U_{inPS} > +0{,}66\ V_{cc} \rightarrow$$
$$\rightarrow R = 1, \rightarrow \bar{Q} = 1$$

iar la terminalul *2*:

$$U_{inPJ} < +0{,}33\ V_{cc} \rightarrow$$
$$\rightarrow S = 1 \rightarrow \bar{Q} = 0$$

$$U_{inPJ} > +0{,}33\ V_{cc} \rightarrow S = 0$$

Dacă unim terminalele *6* și *7* (prag sus și descărcare) și conectăm un capacitor C între acestea și masă, care se poate încărca de la $+V_{cc}$ printr-un rezistor R, obținem montajul

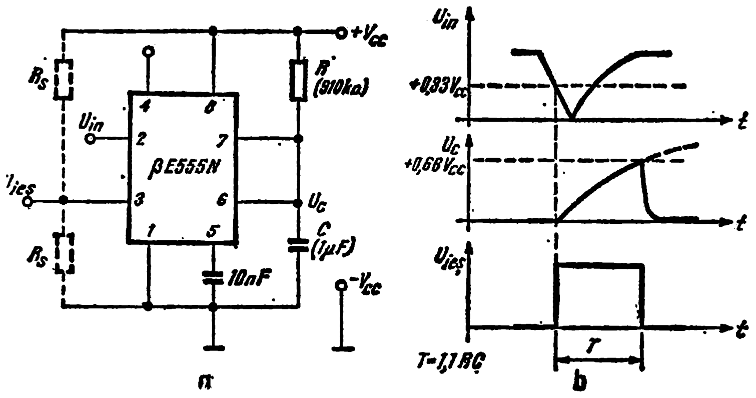


Fig. 21.39. a) Circuitul βE 555 în montaj monostabil; b) diagrama tensiunilor.

monostabil (figura 21.39). După conectarea alimentării, starea stabilă a circuitelor este: $\bar{Q} = 1$, $U_{ieş} = 0$ şi Tz_{25} saturat şuntează capacitorul C la bornele căruia tensiunea U_c este practic zero. Această stare se păstrează atît timp cît la intrare $U_{inPJ} > +0{,}33\ V_{cc}$ (adică $S = 0$). Cînd tensiunea de intrare scade (frontul negativ al semnalului) la 0,33 V_{cc}, comparatorul 2 basculează şi produce $S = 1$, $\bar{Q} = 0$, $U_{ieş} = 1$ şi Tz_{25} blocat, C începe să se încarce prin R de la $+V_{cc}$. Cînd U_c ajunge la pragul $+0{,}66\ V_{cc}$, comparatorul 1 basculează şi la ieşirea lui apare $R = 1$, $\bar{Q} = 1$, $U_{ieş} = 0$, Tz_{25} saturat şi descarcă rapid capacitorul C. Adică se revine la starea stabilă iniţială. Perioada T depinde de valorile elementelor R şi C, $T = 1{,}1RC$; cu valorile din schemă se obţine $T = 1$ secundă. Rezistenţa R nu poate fi oricît de mare, se recomandă valori sub 10 ... 15 MΩ. De asemenea, valoarea minimă a acestei rezistenţe nu trebuie să fie sub 1k Ω, pentru a proteja tranzistorul de descărcare. Valoarea maximă a capacităţii este limitată de mărimea curentului de fugă a capacitorului. Acest curent nu trebuie să depăşească 0,1 μA. Valoarea minimă a capacităţii este dictată de capacitatea de intrare a circuitului integrat, se recomandă 100 pF. Ţinînd seama de aceste precizări, durata impulsului de ieşire — temporizarea — poate fi cuprinsă între cîteva microsecunde şi cîteva sute de secunde. Trebuie remarcată independenţa duratei de temporizare de valoarea tensiunii de alimentare. Aceasta se datorează realizării tensiunii de referinţă proporţională cu tensiunea de alimentare ($+0{,}66\ V_{cc}$). Rezistenţa de sarcină R_s se poate conecta între terminalul *3* şi masă sau între terminalul *3* şi $+V_{cc}$. Terminalul *4* poate fi în aer sau legat la $+V_{cc}$.

O altă aplicaţie de bază este ***oscilatorul de relaxare*** sau ***circuitul basculant astabil*** (figura 21.40). Intrările comparatoarelor (terminalele *2* şi *6*) sînt

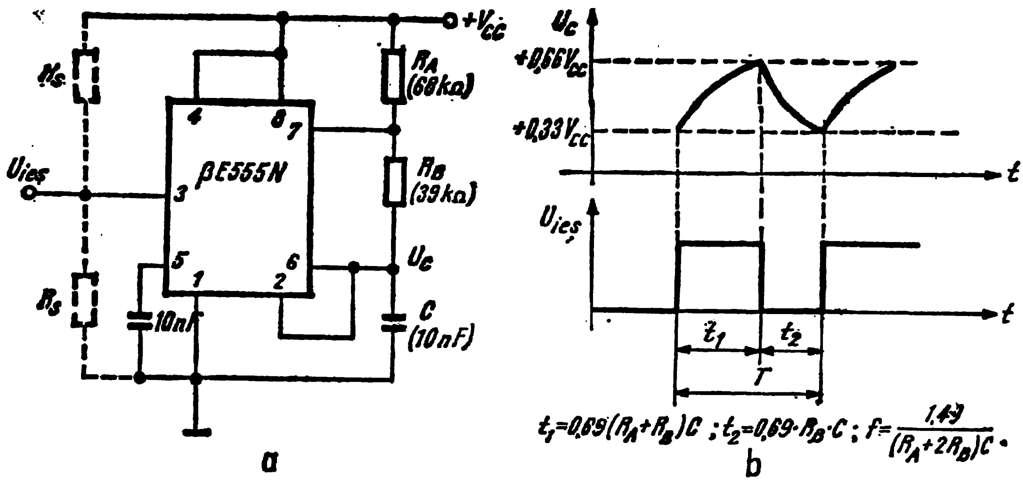


Fig. 21.40. Circuitul βE 555 în montaj astabil; b) diagrama tensiunilor.

conectate la bornele capacitorului C, care se poate încărca de la $+V_{cc}$ prin rezistoarele R_A şi R_B. În perioada de timp t_1, cînd C se încarcă prin R_A+R_B, semnalul de ieşire are nivel 1. Cînd tensiunea de pe capacitor este egală cu tensiunea de prag $U_c = +0{,}66\ V_{cc}$, circuitul basculează, nivelul semnalului de ieşire scade la 0 şi începe descărcarea lui C prin R_B şi Tz_{25} — saturat — la masă. După timpul t_2, U_c scade la valoarea de prag a comparatorului 2, $U_c = +0{,}33\ V_{cc}$ şi circuitul basculează din nou — procesul repetîndu-se. Durata de încărcare este dată de formula: $t_1 = 0{,}67(R_A+R_B)C$, iar timpul de descărcare: $t_2 = 0{,}67\ R_BC$. Frecvenţa de repetiţie a impulsurilor dreptunghiulare de la ieşire este dată de relaţia: $f = 1/T = 1{,}43/(R_A + 2R_B)\ C$. Frecvenţa nu depinde de tensiunea de alimentare; astfel se obţine o bună stabilitate a ei. Factorul de umplere al tensiunii dreptunghiulare de ieşire este raportul t_1/T, care depinde de elementele R_A, R_B şi C. Nu se recomandă generarea de semnale simetrice, caz în care $R_A = 0$, deoarece curentul prea mare care ar trece prin Tz_{25} l-ar distruge. Cu βE 555 se pot obţine oscilaţii cu frecvenţa de 500 ... 800 kHz. Frecvenţa oscilaţiilor în cazul valorilor prezentate în figura 21.40 este de 1 000 Hz.

Starea semnalului de ieşire a circuitului βE 555, în montaj monostabil, pe durata stărilor de încărcare-descărcare a capacitorului C nu poate fi comandată (circuitul nu poate fi retriggerat). Pe baza acestei proprietăţi, cu βE 555 se pot realiza montaje divizoare de frecvenţă cu un factor de divizare de cîteva zeci. Cunoscînd frecvenţa de intrare, căreia îi corespunde perioada T_{in}, şi factorul de divizare n, rezultă valoarea constantei de timp $RC = n\,T_{in}/1{,}1$.

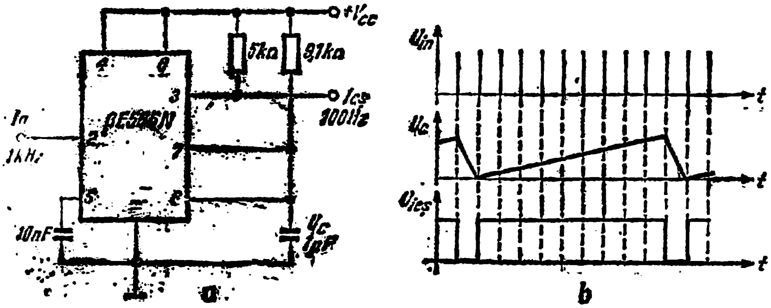

+Vcc
5kΩ
9,1kΩ
4
8
3
Ieş
100Hz
In
1kHz
βE555N
2
7
5
6
10nF
Uc
1μF
a
Uin
t
Uc
t
Uieş
t
b

Fig. 21.41. a) Divizor de frecvenţă cu βE 555, $n = 10$; b) diagrama tensiunilor.

În figura 21.41 prezentăm schema unui divizor de frecvenţă cu $n = 10$ (decadic). Frecvenţa de intrare este 1 kHz, iar cea de ieşire 100 Hz. La punerea la punct a circuitului, valoarea rezistorului de 9,1 kΩ se va alege prin tatonări succesive.

Pentru temporizări cu durate foarte mari, constanta de timp *RC* trebuie să fie şi ea foarte mare. Rezistoarele de calitate şi stabile cu valori peste 10 MΩ sînt scumpe, se procură greu. Capacitoarele electrolitice de valori mari au curenţi de fugă mari, deci nu se pot utiliza. O soluţie care oferă rezultate foarte bune este utilizarea multiplicatoarelor electronice de capacitate. Acestea sînt realizate cu amplificatoare operaţionale cu curenţi de decalaj (offset) şi de polarizare cît mai mici. Asemenea circuite sînt tipurile βM 108 A, βM 308 A, βM 208 A care au curenţii de offset maxim între 0,2...1 nA. În figura 21.42 prezentăm un montaj de temporizare monostabil, la care capacitorul *C*, este format din etajul multiplicator de capacitate cu βM 108 A. Capacitatea multiplicată

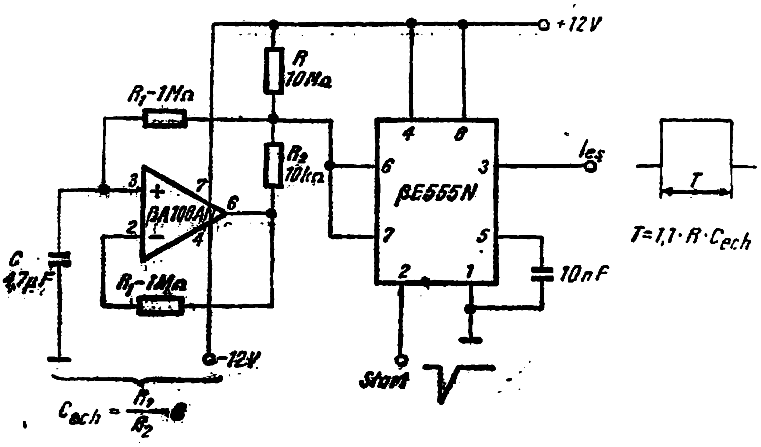

+12V
R
10MΩ
R1-1MΩ
R2
10kΩ
3
7
6
2
4
βA108AN
C
4,7μF
R1-1MΩ
-12V
Cech = R1/R2 · C
4
8
6
3
βE555N
7
5
2
1
Ieş
10nF
Start
T
T=1,1·R·Cech

Fig. 21.42. Schema temporizatorului de lungă durată, cu multiplicator de capacitate.

echivalentă $C_{ech} = CR_1/R_2$, adică cu $R_1 = 1M\Omega$, $R_2 = 10\ K\Omega$ şi $C = 4{,}7\ \mu F$ rezultă $C_{ech} = 100\ C = 470\ \mu F$, adică o multiplicare de 100 ori. Temporizarea care se obţine după declanşare (start) este de $T = 85$ minute.

Dacă în montajele prezentate vom înlocui rezistorul fix din grupul *RC* cu un potenţiometru, vom putea efectua reglajul temporizării sau a frecvenţei oscilaţiilor. De asemenea cu ajutorul unui comutator vom putea schimba valoarea capacităţii, obţinînd diferite game ale temporizării sau a frecvenţei oscilaţiilor. Un exemplu este schema generatorului de tensiune liniar variabilă (în dinţi de ferăstrău) prezentat în figura 21.43. Acest montaj se poate folosi ca bază de timp declanşată pentru osciloscoape. La terminalul (2) „declanşare" se aplică impulsurile negative separate de dioda *D* în urma diferenţierii semnalului dreptunghiular ce provine după formare, din semnalul analizat de amplificatorul Y. Astfel, baza de timp va fi declanşată sincron cu semnalul de la intrarea Y a osciloscopului. Durata TLV (tensiunea liniar variabilă) este stabilită de constanta de timp *RC*, *R* fiind formată din potenţiometrul *P*—reglaj frecvenţă, iar *C* este capacitorul selectat de comutatorul *K* — gama de frecvenţă. Cele trei game de frecvenţă sînt: 1 Hz—100 Hz; 100 Hz—10 kHz; 10 kHz—1 MHz, iar nivelul semnalului de ieşire este $V_{cc}/3$.

Am prezentat mai sus cîteva aplicaţii de bază ale circuitului de temporizare, acestea fiind o mică parte din multitudinea de posibilităţi de utilizare ale acestuia.

Circuite radio

Circuitele integrate, liniare, destinate să realizeze funcţiile de: amplificare, amplificare-limitare, oscilatoare, schimbare a frecvenţei (mixere), modulare-demodulare etc. în domeniul de frecvenţe tipic radiodifuziunii în gamele UL, UM, US şi UUS, se numesc pe scurt: circuite radio.

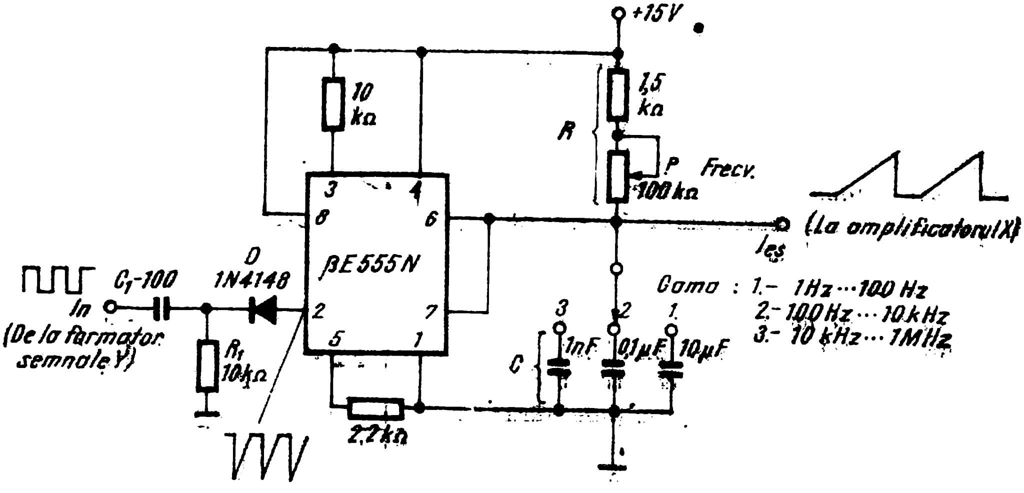


Fig. 21.43. Schema generatorului de tensiune liniar variabilă—bază de timp pentru osciloscop.

Pentru realizarea funcţiei de selectivitate, amplificarea se face numai într-o anumită bandă de frecvenţe. Prin urmare, rezistenţele de sarcină ale etajelor de amplificare sînt circuite oscilante sau filtre de bandă mecanice, cu cuarţ sau ceramice.

În circuitele radio tranzistoarele trebuie să fie cu factor de amplificare mare, cu capacitate de reacţie colector-bază mică, zgomot redus şi frecvenţa de tranziţie ridicată. Realizarea unei amplificări mari la un etaj cu un tranzistor este limitată de pericolul apariţiei oscilaţiilor parazite care se pot amorsa prin capacitatea de reacţie. Astfel, pentru circuitele radio, s-a adoptat configuraţia de bază etajul diferenţial. La acest etaj se poate aplica semnalul de intrare bazei unui tranzistor, iar sarcina să fie conectată în colectorul celuilalt tranzistor, eliminînd pericolul oscilaţiilor parazite.

Primele familii de circuite radio, au fost amplificatoare diferenţiale şi circuitele de polarizare aferente realizate monolitic. Un exemplu tipic este circuitul CA 3005 realizat de firma RCA, MA 3005—TESLA (figura 21.44). Cu asemenea schemă se pot realiza toate configuraţiile tipice ale circuitelor de radiofrecvenţă: montaj diferenţial, montaje colector comun-bază comună, emitor comun-bază comună; apoi montaje oscilatoare-schimbătoare de frecvenţă, modulatoare echilibrate, demodulatoare.

Un circuit asemănător cu circuitele radio specializate este βA 3054 — I.P.R.S. Băneasa. Este constituit din două amplificatoare diferenţiale fără circuite de polarizare. Tranzistoarele *npn* sînt astfel realizate încît permit utilizarea circuitului pînă în jurul frecvenţei de 60 MHz.

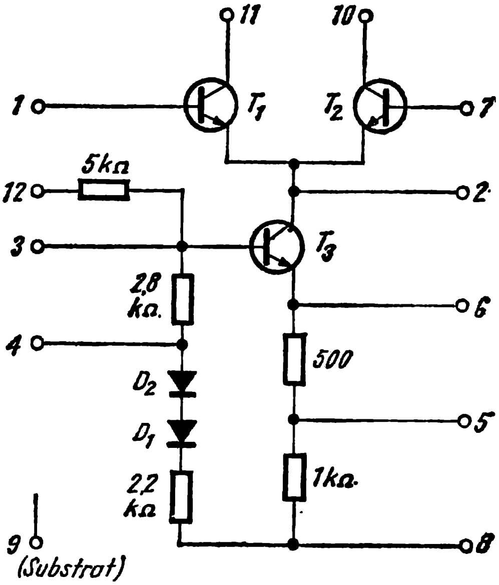


Fig. 21.44. Schema de principiu a circuitului CA 3005.

Procurarea unor circuite radio specializate mai simple produse de firme străine este o problemă pentru constructorul amator. Din acest motiv, cumulat cu performanţele pe care ni le oferă circuitul βA 3054 vom prezenta montaje realizate cu acesta (fig. 21.45).

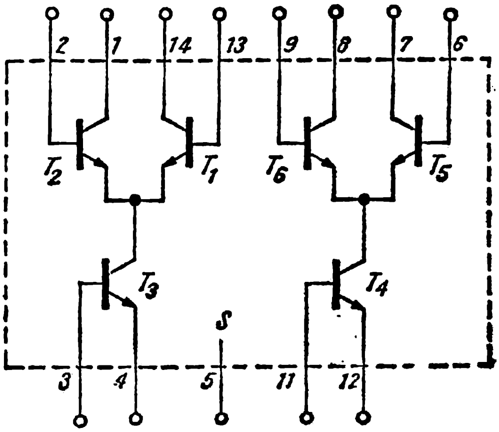


Fig. 21.45. Schema de principiu a circuitului βA 3054.

Pentru funcționarea corectă a circuitului βA 3054 trebuie realizată polarizarea corespunzătoare a tranzistoarelor din etajele respective. În montajele radio se preferă utilizarea unei singure surse de alimentare. Astfel, substratul — terminalul 5 — se conectează împreună cu polul negativ al sursei de alimentare la masă. Pentru polarizarea celor trei tranzistoare dintr-un etaj diferențial din βA 3054, se poate folosi circuitul din figura 21.46. Polarizarea bazelor tranzistoarelor $T_1 - T_2$ (sau $T_5 - T_6$) este asigurată de divizorul de tensiune la bornele (*b*) și (*c*) format din: rezistorul R_2, dioda D_4, trei diode $D_1 \dots D_3$ (sau o diodă tip DRD3) și rezistorul R_1. Tensiunea U_1 de polarizare al bazelor este $U_1 = + V - 2{,}8 - 0{,}1 \cdot I_D$; se alege $I_D = 0{,}75 \cdot I_c$. Tensiunea de polarizare a bazei tranzistorului T_3 (sau T_4) se face de la borna (*d*) a divizorului de polarizare. Dacă bornele (*e*) și (*f*) se leagă împreună, valorile tensiunilor de polarizare scad cu căderea de tensiune: R_2 $(0{,}15 + I_c)$. Această variantă de circuit asigură polarizarea corespunzătoare a circuitului pentru tensiuni de alimentare $(+V)$ mici pînă la $+7{,}5$ V. Pentru circuitul diferențial al doilea, din βA 3054 se realizează un alt divizor de polarizare asemănător.

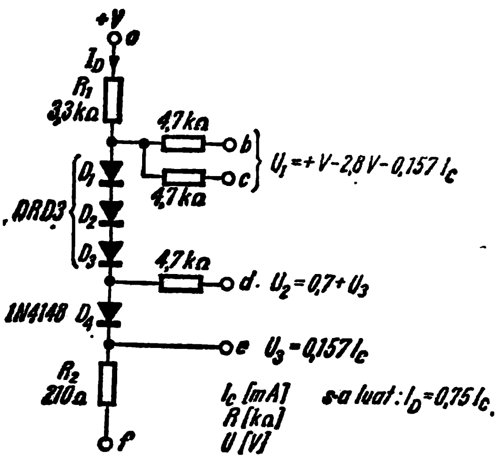


Fig. 21.46. Variantă pentru polarizarea circuitului βA 3054.

Montajul amplificator. Semnalul se aplică între cele două baze ale tranzistoarelor T_1 și T_2. Sarcina este conectată între colectorul lui T_2 și T_1.

Din punct de vedere alternativ baza tranzistorului T_2, prin capacitorul de 10 nF (terminalul *2*) și colectorul corespunzător acestuia (terminalul *1*) sînt legate la masă.

Amplificarea etajului depinde de panta g_m a tranzistoarelor și de impedanța de sarcină. Dar panta g_m este funcție de curentul de colector, care în asemenea etaje se recomandă a fi între 1 ... 5 mA. Impedanța de sarcină este egală cu rezistența echivalentă la rezonanță a circuitului oscilant $Z_0 = L_2/C_2r = \omega_0 L_2 Q = Q/\omega_0 C_2$, unde L_2 și C_2 sînt elementele circuitului oscilant din colector. Circuitul oscilant de intrare L_1C_1 este acordat pe frecvența de lucru f_0. Polarizarea tranzistoarelor se face cu circuitul prezentat mai sus. În figura 21.47,b se prezintă circuitul de curent alternativ unde se pun în evidență punctele „calde“ și „reci“ ale montajului.

Dacă semnalul se aplică pe baza tranzistorului T_4 conectat *EC*, iar circuitul de sarcină se află în colectorul lui T_5 conectat *BC*, (baze este la masă prin 10 nF) se obține etajul amplificator de radiofrecvență (RF)

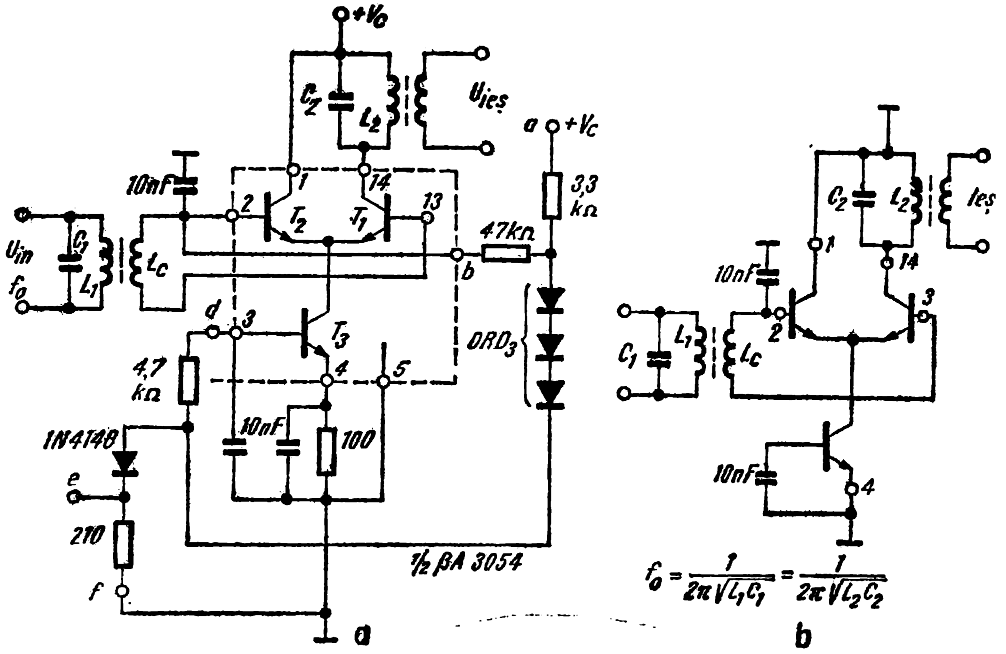


Fig. 21.47. a) Schema de principiu a amplificatorului diferențial de *RF*; b) circuitul de curent alternativ.

cascod în montaj emitor comun-bază comună (figura 21.48). Pentru simplificarea grafică a schemei, în figura 21.48 nu s-a desenat și circuitul de polarizare, ci numai punctele de conectare la acesta. Circuitele oscilante de intrare, L_1, C_1, și cel de sarcină, L_2C_2, sînt acordate pe frecvența de lucru f_0. Aplicînd la baza tranzistorului T_6 (terminalul *9*) o tensiune pozitivă reglabilă se poate controla amplificarea montajului. Prin urmare, la acest terminal se poate aduce tensiunea de reglaj automat al amplificării (RAA).

Schema de principiu a amplificatorului cascod, montaj colector comun — bază comună este dată în figura 21.49. Semnalul se aplică bazei tranzistorului T_2, care este în montaj colector comun (CC), iar circuitul de sarcină de ieșire se află în colectorul lui T_1, care este conectat cu baza la masă (BC). Și în acest caz se prezintă numai punctele de la divizorul de polarizare. Circuitele oscilante derivație de la intrare și din colectorul lui T_1 sînt acordate pe frecvența de lucru.

Amplificarea de tensiune, care se obține asemenea etaje, cu βA 3054, la frecvența de 30 MHz, este de 10—20 ori (20 ... 26 dB). Pentru realizarea unor amplificări mai mari se conectează în lanț două sau mai multe etaje amplificatoare. Nu vom trata aici problemele legate de selectivitatea și banda de frecvențe a amplificatoarelor, care sînt tratate în mai multe cărți.

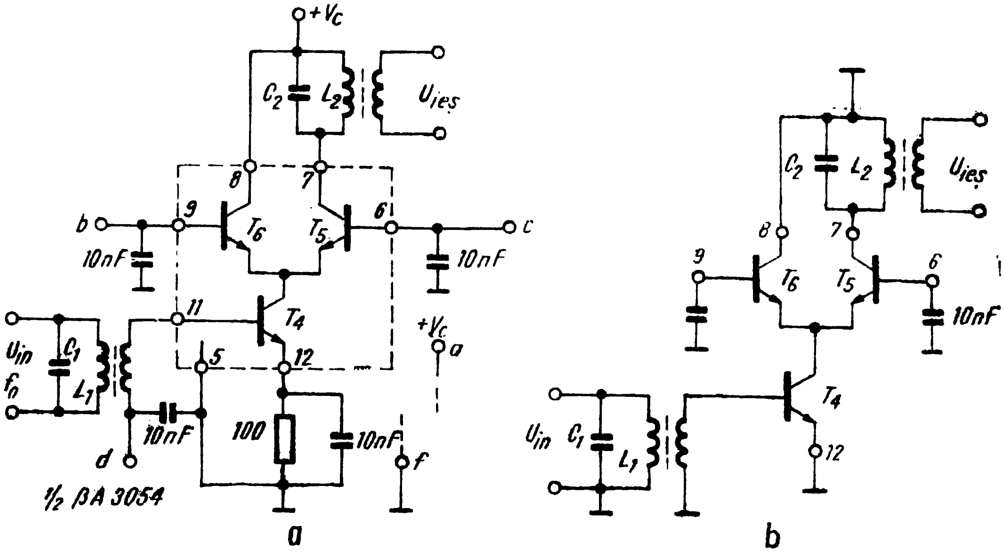

+Vc
C2
L2
Uieș
8
7
9
6
b
c
T6
T5
10nF
10nF
11
T4
+Vc
a
Uin
f0
C1
L1
5
12
10nF
100
10nF
d
f
1/2 βA 3054
a
C2
L2
Uieș
8
7
9
6
T6
T5
10nF
T4
Uin
C1
L1
12
b

Fig. 21.48. a) Schema de principiu a amplificatorului de *RF* cascod, emitor comun-bază comună; b) circuitul de curent alternativ.

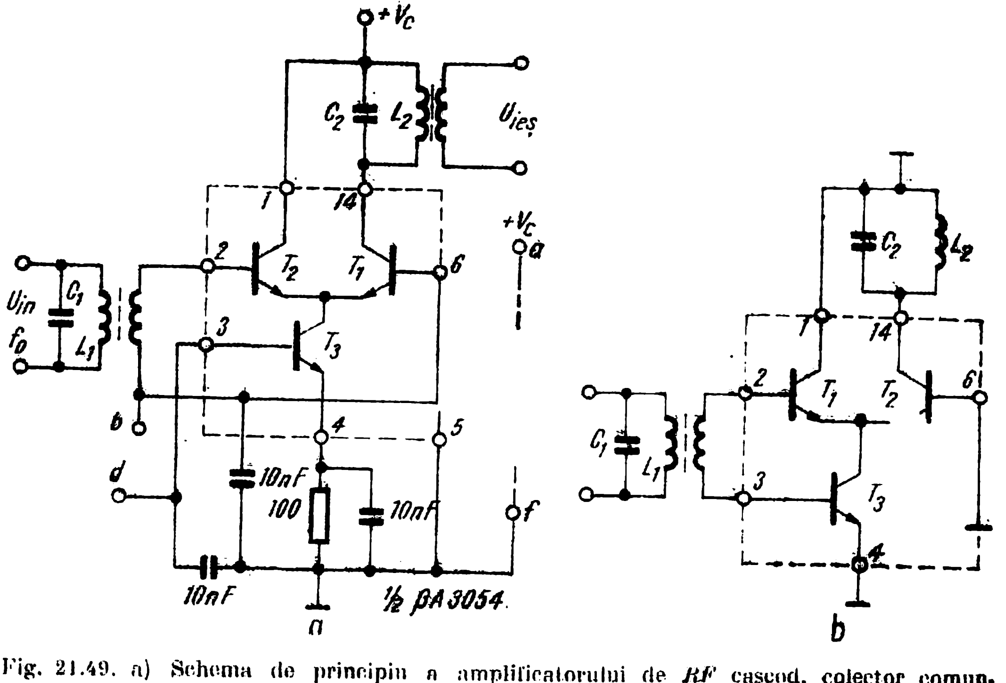

+Vc
C2
L2
Uieș
1
14
+Vc
a
2
T2
T1
6
Uin
f0
C1
L1
3
T3
b
4
5
d
10nF
100
10nF
f
10nF
1/2 βA 3054
a
C2
L2
7
14
2
T1
T2
6
C1
L1
3
T3
4
b

Fig. 21.49. a) Schema de principiu a amplificatorului de *RF* cascod, colector comun-bază comună; b) circuitul de curent alternativ.

Montajul schimbător de frecvență și oscilator. Pentru realizarea principalei funcții a receptorului superheterodină: schimbarea frecvenței, în circuitele integrate radio sînt prevăzute etaje de amestec și oscilatoare locale.

La circuitele radio mai simple, cum ar fi CA 3005 sau βA 3054, un tranzistor din montajul diferențial este destinat pentru etajul oscilator local, perechea acestuia împreună cu tranzistorul din emitere formînd etajul de amestec. În figura 21.50 prezentăm schema de principiu a etajului schimbător de frecvență cu βA 3054. Tranzistorul T_2 împreună cu circuitul oscilant L_2C_2 și bobina de cuplaj L_c formează un etaj oscilator cu reacție colector bază (tip Meissner), care este acordat pe frecvența f_h. Semnalul de recepție cu frecvența f_s se aplică pe baza lui T_3, astfel curentul prin T_1 va fi controlat de semnalul de recepție și de cel al oscilatorului. În colectorul lui T_1 (terminalul *14*) există filtrul de bandă (TrFI) acordat pe frecvența intermediară $f_i = f_h - f_s$.

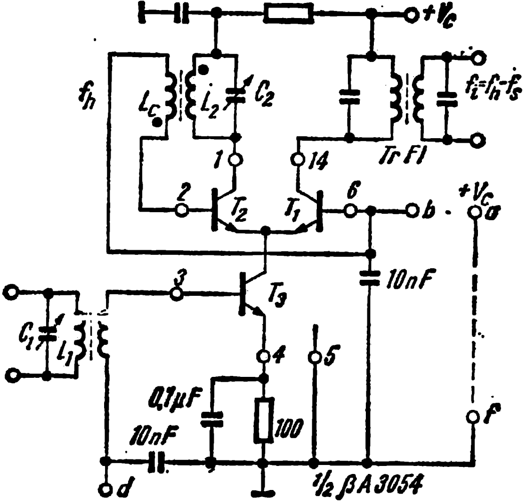


Fig. 21.50. Schema de principiu a etajului de amestec și a oscilatorului local.

Semnalul selectat de acest filtru se aplică amplificatorului de frecvență intermediară (AFI). Regimul de curent continuu este asigurat de circuitul de polarizare prin punctele corespunzătoare.

La circuitele radio de complexitate medie, TBA 570 (I.P.R.S.) oscilatorul local este format dintr-un etaj difereențial cu generator de curent. Iar la circuitele de mare complexitate TDA 1046 (I.P.R.S.), etajul oscilator este prevăzut și cu controlul automat al nivelului oscilațiilor. Etajele de amestec sînt și ele mai complicate. La TBA 570 etajul de amestec este de tipul multiplicativ, semnalul de recepție și cel al oscilatorului local controlează curentul prin tranzistorul (T_9) din emitoarele unui etaj diferențial (T_7 și T_8). La TDA 1046 — etajul de amestec este format din etaje dublu diferențiale cu generatoare de curent aferente. De fapt, cu aceste constatări am dorit să subliniem creșterea complexității etajelor pe măsură ce performanțele circuitului sînt mai ridicate.

Vom prezenta cîteva circuite radio mai complexe fără a comenta schemele electrice ale acestora, ci numai schema bloc din care se desprind toate funcțiile. De asemenea, circuitele radio vor fi incluse în scheme electrice funcționale, care pot fi un exemplu de aplicație, dar și o provocare la realizarea de alte noi scheme de către cei interesați.

Prin proiectare, circuitele radio complexe conțin etaje care realizează fie funcţiile întregului receptor fie numai o parte dintre acestea. Astfel, TBA 570 şi TDA 1046 sînt radioreceptoare MA, TAA 661 este amplificator limitator şi demodulator MF, βM 3189 este un circuit complex FI—MF cu multe funcţii etc.

În figura 21.51 prezentăm schema de principiu a unui receptor MA pe unde medii realizat cu circuitul integrat TBA 570 A. Deoarece realizarea practică a cablajului imprimat prezintă unele dificultăţi, prezentăm şi circuitul imprimat al receptorului (fig. 21.52).

Circuitul de intrare este acordat cu capacitorul variabil C_v pe frecvenţa de recepţie f_s. Prin bobina de cuplaj L_2 şi 47 nF semnalul de recepţie prin terminalul *2* ajunge la mixer (baza lui T_9). Schema oscilatorului cuprinde circuitul oscilant L_3 şi C_v şi paderul de 420 pF. Prin bobina L_4 — terminalul *4* — colectorul lui T_1 este cuplat cu circuitul oscilant şi se obţin oscilaţii

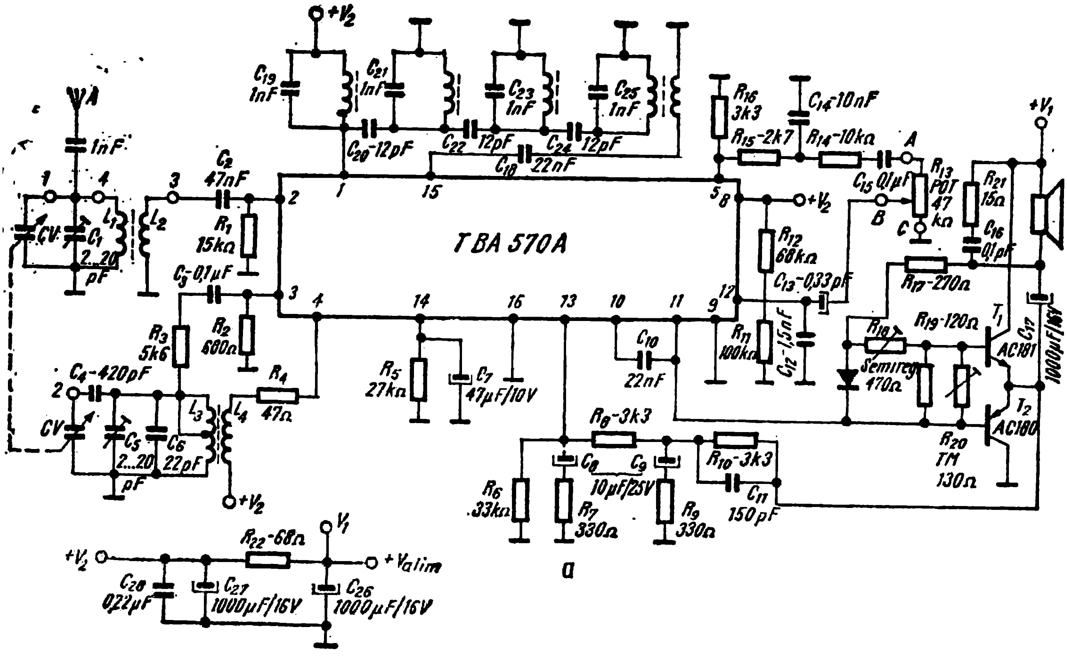

TBA 570A
A
1nF
1
4
3
2
CV
C1
2...20 pF
L1
L2
C2 47nF
R1 15kΩ
C3-0,1μF
R3 5k6
R2 680Ω
C4-420pF
C5 2...20 pF
C6 22pF
L3
L4
R4 47Ω
+V2
C19 1nF
C21 1nF
C23 1nF
C25 1nF
C20-12pF
C22 12pF
C24 12pF
C18 22nF
R5 27kΩ
C7 47μF/10V
C10 22nF
R8-3k3
C8
C9 10μF/25V
R6 33kΩ
R7 330Ω
R9 330Ω
R10-3k3
C11 150pF
R16 3k3
C14-10nF
R15-2k7
R14-10kΩ
C15 0,1μF
R13 POT 47 kΩ
B
C
R12 68kΩ
C13-0,33pF
R11 100kΩ
C12-1,5nF
R17-270Ω
R18 Semireg. 470Ω
R19-120Ω
R20 TH 130Ω
R21 15Ω
C16 0,1pF
C17 1000μF/16V
T1 AC181
T2 AC180
+V1
R22-68Ω
+V2
V1
+Valim
C28 0,22μF
C27 1000μF/16V
C26 1000μF/16V
2
1
15
5
8
3
4
14
16
13
10
11
12
9
a

Fig. 21.51. a) Schema electrică a receptorului pe UM cu TBA 570 A. Lista de materiale: $R_1 = 15$ kΩ, $R_2 = 680$ Ω, $R_3 = 5{,}6$ kΩ, $R_4 = 47$ Ω, $R_5 = 27$ kΩ, $R_6 = 33$ kΩ, $R_7 = 330$ Ω, $R_8 = 3{,}3$ kΩ, $R_9 = 330$ Ω, $R_{10} = 3{,}3$ kΩ, $R_{11} = 100$ kΩ, $R_{12} = 68$ kΩ, $R_{13} =$ pot. 47 kΩ, $R_{14} = 10$ kΩ, $R_{15} = 2{,}7$ kΩ, $R_{16} = 3{,}3$ kΩ, $R_{17} = 270$ Ω, $R_{18} =$ semireg. 470 Ω, $R_{19} = 120$ Ω, $R_{20} =$ TH 130 Ω, $R_{31} = 15$ Ω, $R_{22} = 68$ Ω, $T_1 =$ AC 181, T_2 — AC 180, D — 1 N 4001, $C_1 = 2 \ldots 20$ pF, $C_2 = 47$ nF, $C_3 = 0{,}1$ μF, $C_4 = 420$ pF, $C_5 = 2 \ldots 20$ pF, $C_6 = 22$ pF, $C_7 = 47$ μF/10 V, $C_8 = 10$ μF/25 V, $C_9 = 10$ μF/25 V, $C_{10} = 2{,}2$ nF, $C_{11} = 150$ pF, $C_{12} = 1{,}5$ nF, $C_{13} = 0{,}33$ μF, $C_{14} = 10$ nF, $C_{15} = 0{,}1$ μF, $C_{16} = 0{,}1$ μF, $C_{17} = 1\,000$ μF/16V, $C_{18} = 22$ nF, $C_{19} = 1$ nF, $C_{20} = 12$ pF, $C_{21} = 1$ nF, $C_{23} = 12$ pF, $C_{23} = 1$ nF, $C_{24} = 12$ pF, $C_{25} = 1$ nF, $C_{26} = 1\,000$ μF/16V, $C_{27} = 1\,000$ μF/16 V, $C_{28} = 0{,}22$ μF.

pe frecvenţa de acord. De pe priza practicată pe bobina L_3 — semnalul oscilatorului este, prin terminalul *3*, transferat mixerului (emitorul lui T_9). Divizorul 5,6 k Ω şi 680 Ω se ajustează astfel, încît pe terminalul *3* nivelul oscilaţiilor să fie de circa 40 mV. Sarcina etajului schimbător de frecvenţă (mixer) este un filtru trece bandă acordat pe $f_i = 455$ kHz. Filtrul de bandă este alcătuit din trei ansambluri FI tip A (roşu) şi unul tip B (roşu—galben), cuplate între ele cu 12 pF. După filtru, semnalul de FI se aplică prin terminalul *15* amplificatorului AFI. După amplificare, semnalul va fi detectat de joncţiunea colector bază a tranzistorului T_{22} legat ca diodă. După detecţie, prin terminalul *5* — grup de filtraj — cursorul potenţiometrului (47 kΩ — log) semnalul de audiofrecvenţă se aplică preamplificatorului de audiofrecvenţă (PAF), prin terminalul *12*, apoi etajului de ieşire. De la terminalul *11* semnalul de audiofrecvenţă se aplică etajului de putere, apoi difuzorului. Tensiunea pentru reglajul automat al amplificării (RAA) se obţine prin divizorul R_{24} — 5,7 kΩ din circuit şi rezistorul conectat la terminalul 14 şi masă (27 kΩ). Tot la acest terminal, cu un capacitor de valoare suficient de mare (47 μF) se filtrează componenta de audiofrecvenţă. Acest grup produce şi întîrzierea RAA. Componenta de tensiune continuă amplificată de tranzistorul T_{23} (amplificatorul RAA) este proporţională cu nivelul semnalului de recepţie şi se aplică bazelor T_{10} şi T_{14}, deci mixerului şi etajului AFI. Amplificarea lanţului de audiofrecvenţă este controlată de bucla de reacţie negativă globală, realizată de circuitul dintre terminalul *13* şi ieşirea etajului final.

Bobinele L_1—L_2 sînt realizate dintr-un ansamblu FI tip B (roşu-galben). Bobinele L_3 şi L_4 ale oscilatorului se realizează tot pe carcasă de ansamblu FI, astfel: $L_3 = 80$ spire cu priză la 20 spire şi L_4 bobinat peste L_3, cu 6 spire. În locul circuitului oscilant de la intrare, care primeşte semnal de la antenă, se recomandă utilizarea antenei de ferită. În figura 21.52

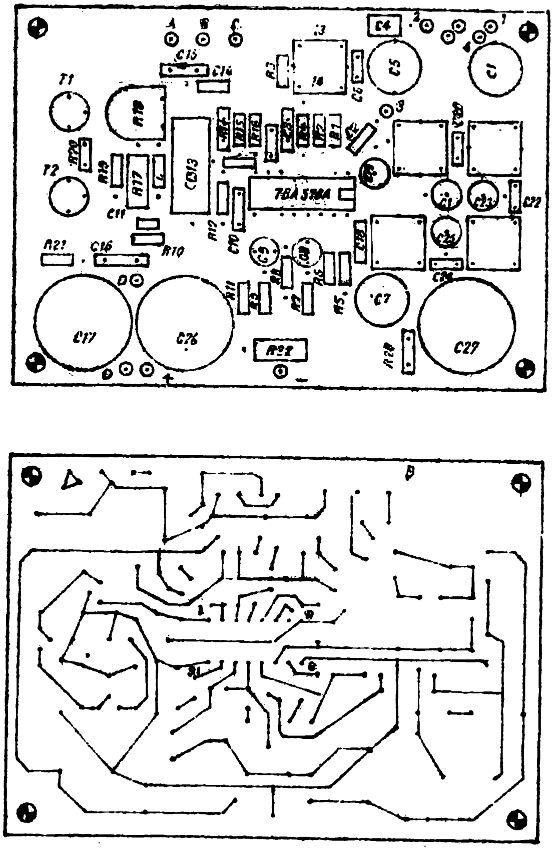


Fig. 21.52. Circuitul imprimat al receptorului pe UM cu TBA 570 A; partea plantată cu piese şi partea placată.

prezentăm circuitul imprimat al receptorului. După verificarea şi montarea pieselor se aplică tensiunea de alimentare şi se verifică: consumul de curent la terminalul *8* prin conectarea miliampermetrului; curentul trebuie să fie între 10 ... 25 mA. Se va proceda la acordul circuitelor după metodele cunoscute.

Un circuit mai complex ca TBA 570, dar şi cu performanţe mai bune este circuitul TDA 1046 (I.P.R.S.). Acest circuit este un receptor MA cu posibilitatea recepţionării semnalelor cu frecvenţa pînă la 30 MHz (faţă de TBA 570 care funcţionează pînă la 18 MHz). Pentru înţelegerea modului de funcţionare a circuitului vom prezenta un radioreceptor AM—UM, împreună cu schema bloc. În alte game UL, US (şi benzile de amatori) se modifică numai valorile *L—C* ale circuitelor de radiofrecvenţă. În figura 21.53 este prezentată schema radioreceptorului cu TDA 1046.

Semnalul de radiofrecvenţă de la antenă (A) este selectat de circuitul oscilant L_1C şi transferat prin bobina de cuplaj L_2 amplificatorului de radiofrecvenţă ARF (terminalele *9—10*). Circuitul de sarcină al ARF, L_3C, poate fi acordat — cînd este necesar un capacitor variabil cu trei secţiuni — sau neacordat conform variantei din figura 21.53,b. Semnalul de RF amplificat, prin terminalul *13* se aplică etajului schimbător de frecvenţă. Tot la schimbătorul de frecvenţă ajung şi oscilaţiile de la oscilator. La ieşirea din etajul de amestec semnalul are nivelul proporţional cu valoarea semnalului de intrare. Astfel, componenta de curent continuu (după detecţia prin D_1) va comanda amplificatorul RA de reglaj al cîştigului etajului de RF, realizîndu-se primul reglaj automat al amplificării. Semnalul de la ieşirea etajului de amestec, prin terminalul *8*, trece prin trafo de frecvenţă intermediară acordat pe 455 kHz şi prin 2,2 kΩ se aplică filtrului trece bandă acordat pe 455 kHz. Acest filtru, care asigură (împreună cu T_1FI) performanţele amplificatorului de frecvenţă intermediară poate fi: ceramic sau cu bobine, cum este prezentat în figura 21.53,c. Semnalul filtrat (selectat) se aplică prin terminalul *3* amplificatorului de FI format din etajele FI_1, FI_2 şi FI_3. Semnalul de FI amplificat se aplică demodulatorului la ieşirea căruia un filtru trece jos FTJ permite trecerea spre preamplificatorul PAF numai a frecvenţelor audio. Semnalul de audiofrecvenţă este, prin terminalul *6*, aplicat amplificatorului de putere de AF. Etajele FI_1 şi FI_2 sînt cu reglaj automat al amplificării. Amplificatorul de RAA asigură nivelul de tensiune necesar reglajului. Indicatorul *I* al intensităţii cîmpului la recepţie este comandat de amplificatorul sumator IC, care are la intrare un semnal proporţional cu nivelul RF şi altul proporţional cu nivelul FI. Întîrzierea reglajelor amplificării se face cu 22 µF la terminalul *14* şi 20 µF la terminalul *5*.

Inductanţele L_1, L_2, L_3, şi L_h se aleg ţinînd seama de gama de frecvenţe şi valoarea capacitorului variabil *C*. Pentru gama de unde medii cu *C* între 10 ... 380 pF, $L_1 = 110$ spire, $L_2 = 10$ spire, sîrmă Ø 0,1, pe carcasă 0,6 mm cu miez ferită, L_h — ansamblu

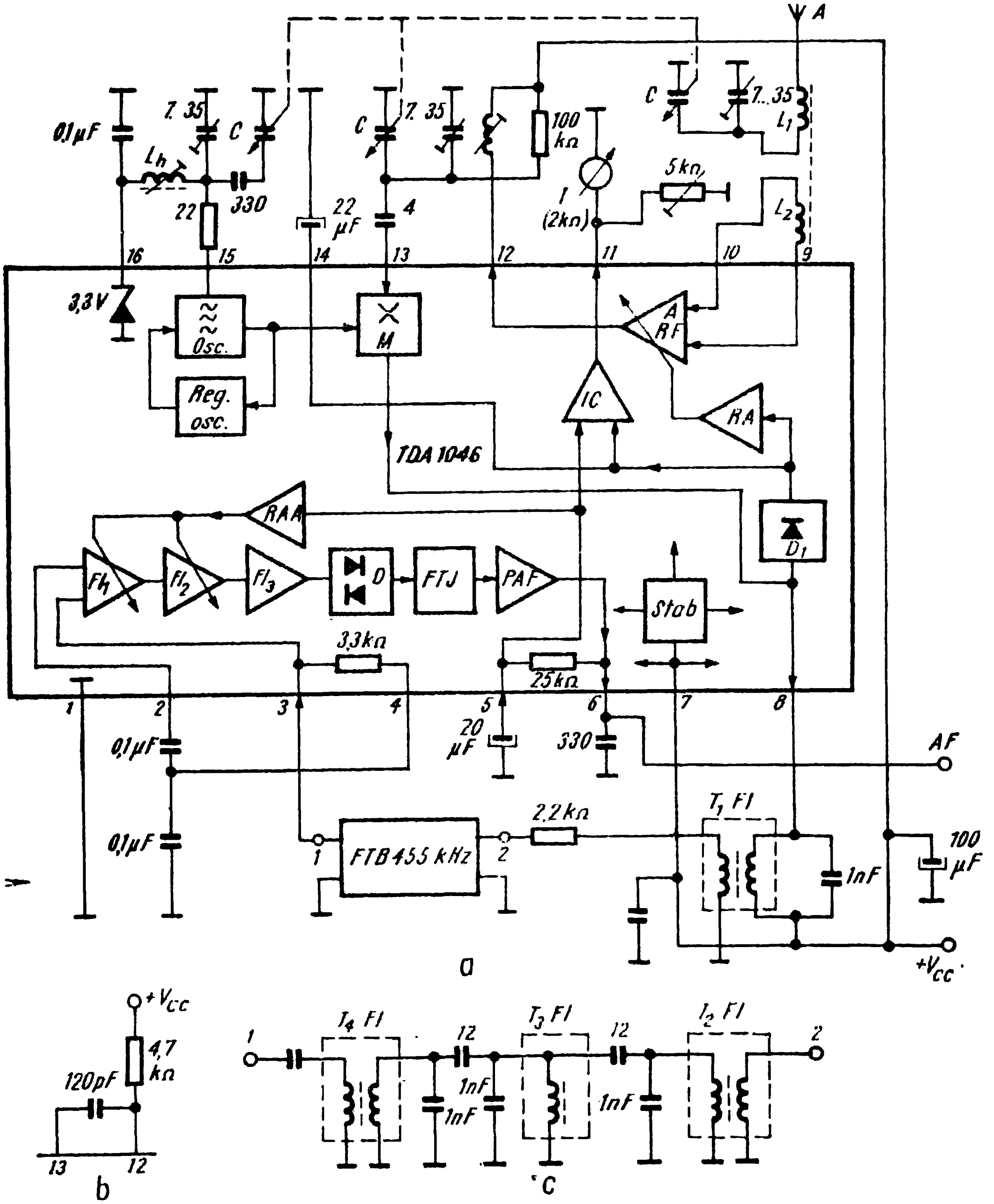

A
0,1µF
7..35
C
L_h
22
330
22 µF
4
100 kΩ
I (2kΩ)
5kΩ
7..35
L_1
L_2
16
15
14
13
12
11
10
9
3,3V
Osc.
M
Reg. osc.
A RF
IC
RA
TDA 1046
RAA
FI_1
FI_2
FI_3
D
FTJ
PAF
Stab
D_1
3,3kΩ
25kΩ
1
2
3
4
5
6
7
8
0,1µF
20 µF
330
AF
T_1 FI
2,2kΩ
FTB 455 kHz
1nF
100 µF
$+V_{CC}$
a
$+V_{CC}$
4,7 kΩ
120pF
13
12
b
T_4 FI
T_3 FI
T_2 FI
12
1nF
c

Fig. 21.53. a) Schema receptorului MA cu circuitul integrat TDA 1046; b) modificarea în varianta RF cu ieşire neacordată; c) variantă de filtru de frecvenţă intermediară. (*OSC* — oscilator, *REG OSC* — reglaj nivel oscilator, *M* — etaj amestec, *RF* — amplificator radiofrecvenţă, *RA* — reglaj cîştig *RF*, *IC* — amplificator indicator de cîmp recepţie, $FI_1 \dots FI_4$ — amplificator de frecvenţă intermediară *PAF* — preamplificator *AF*, (*D* — demodulator, *FTJ* — filtru trece jos, *I* — indicator al intensităţii cîmpului *S*-metru), *STAB* — stabilizator tensiune, *TFI* — transformator *FI*).

tip *C* (alb), T_1,*FI*, T_2*FI* şi T_4*FI* — ansamblu tip B (roşu-galben), T_3*FI*— ansamblu tip *A* (roşu) (vezi capitolul „Bobine“).

Un alt circuit integrat, cu performanţe HI—FI, este blocul de frecvenţă intermediară pentru semnale cu modulaţie de frecvenţă βM 3189. La intrarea circuitului se aplică semnalul de FI—MF provenit de la blocul UUS. Circuitul conţine: amplificatorul limitator cu sensibilitatea de 12 μV, demodulatorul FM tip detector de produs, amplificatorul audio, la ieşirea lui semnalul fiind de 0,5 V cu distorsiuni neliniare sub 0,1%, detectoare de vîrf pentru realizarea semnalului de RAS, *S*—metru şi sistem de limitare (mute-control) şi alte facilităţi.

Realizarea corectă a circuitelor imprimate, ţinînd seama de indicaţiile date de producător, este prima condiţie de bună funcţionare a circuitelor radio. La sensibilităţi de ordinul μV sau zecilor de μV, punctul de masă greşit ales poate deveni generator de semnale parazite şi să producă reacţii pozitive — adică oscilaţii nedorite. Sint două căi de reuşită: analizarea cu atenţie a notelor de aplicaţii şi a indicaţiilor producătorului sau experimentarea (cu răbdare) ţinîndu-se seamă de regulile de realizare a cablajului imprimat. Acestea ar fi: conectarea la masă a componentelor într-un punct comun cu capătul „rece“ al intrării şi ieşirii şi polul negativ al masei de alimentare, realizarea cablajului după modelul „insule izolate“ în folia de masă, amplasarea circuitelor de intrare cît mai distanţat de circuitele de ieşire pentru evitarea cuplajelor parazite, decuplarea circuitelor de alimentare ale diferitelor etaje, ecranarea unor porţiuni ale montajului etc.

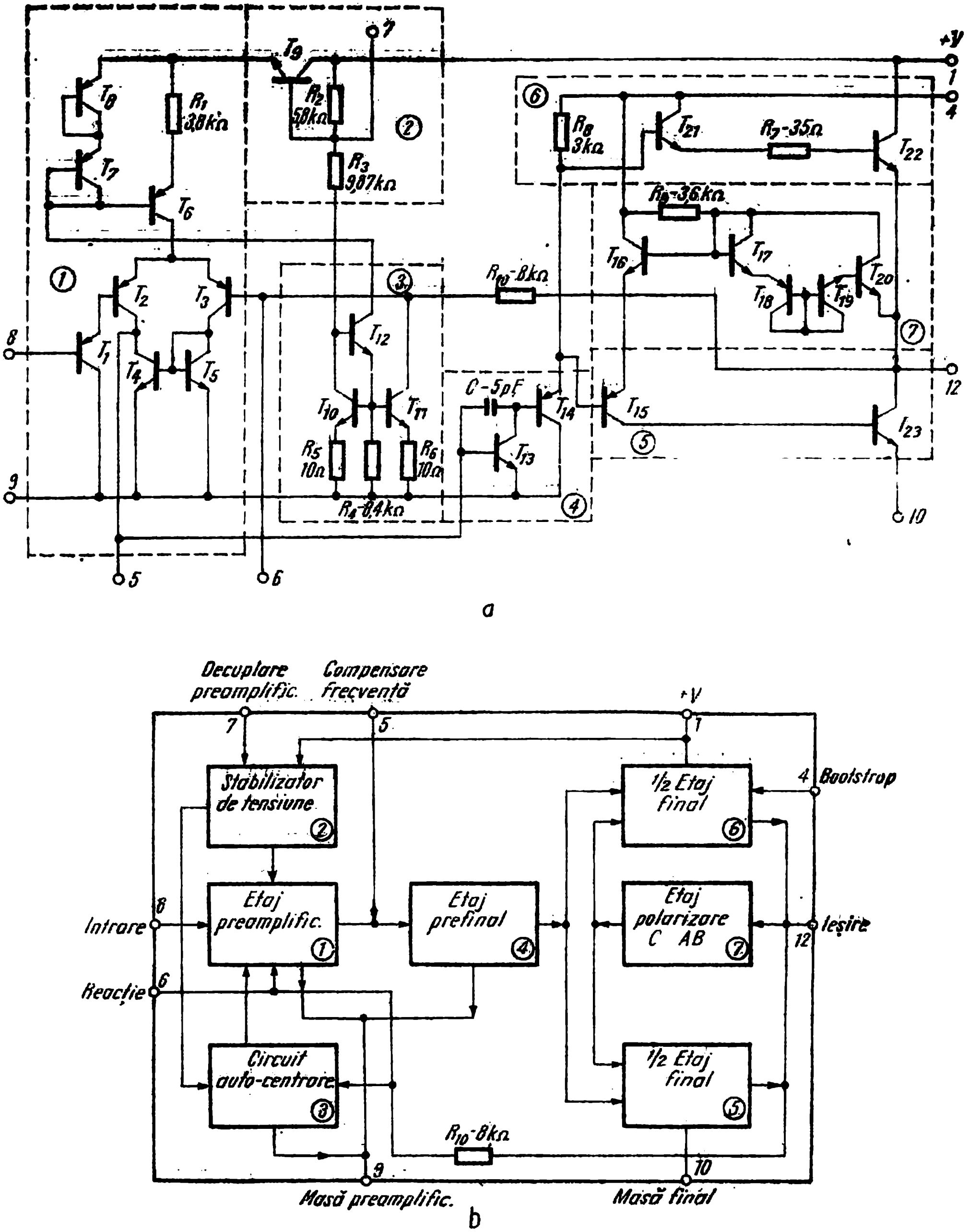
Sfătuim amatorii să înceapă realizarea practică a montajului numai după studierea caracteristicilor electrice şi limită de utilizare, pentru a evita deziluzia provocată de defectarea catastrofică a circuitului.

Circuite amplificatoare de putere

Pentru obţinerea unei audiţii corespunzătoare, nivelul puterii semnalului de audiofrecvenţă care alimentează difuzorul trebuie să fie suficient de mare. Circuitele integrate amplificatoare de putere pot asigura puteri de ieşire suficiente pentru aparatele de radiorecepţie, televizoare, casetofoane, picupuri şi amplificatoare mono/stereo de zeci de waţi.

Schemele electrice ale circuitelor de putere nu diferă esenţial de cele ale amplificatoarelor operaţionale. Dar apar circuite specifice etajelor de putere. Pentru a ne familiariza cu schemele circuitelor de putere, vom prezenta circuitul TBA 790, produs şi de I.P.R.S.—Băneasa. Schema electrică şi bloc este prezentată în figura 21.54.

Etajul preamplificator (1) este format din tranzistorul T_1 montat ca repetor pe emitor, care atacă intrarea neinversoare a etajului amplificator diferenţial T_2—T_3. Sarcina activă din colectorul lui T_3 este formată din T_4 şi dioda T_5. Curentul de emitor al etajului diferenţial este asigurat constant de generatorul de curent T_6, rezistorul R_1, şi diodele T_7 şi T_8. Întregul



+V
1
4
7
8
9
5
6
10
12
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
T8
T9
T10
T11
T12
T13
T14
T15
T16
T17
T18
T19
T20
T21
T22
T23
R1 3,8kΩ
R2 50kΩ
R3 9,87kΩ
R4-8,4kΩ
R5 10Ω
R6 10Ω
R7-35Ω
R8 3kΩ
R9-3,6kΩ
R10-8kΩ
C-5pF
①
②
③
④
⑤
⑥
⑦
a
Decuplare preamplific.
Compensare frecvență
Stabilizator de tensiune ②
Etaj preamplific. ①
Etaj prefinal ④
Circuit auto-centrare ③
1/2 Etaj final ⑥
Etaj polarizare C AB ⑦
1/2 Etaj final ⑤
Intrare
Reacție
Bootstrap
Ieșire
R10-8kΩ
Masă preamplific.
Masă final
b

Fig. 21.54. a) Schema electrică a circuitului TBA 790; b) schema bloc.

etaj este alimentat din stabilizatorul de tensiune cu tranzistorul serie T_9. Astfel, regimul acestui etaj este independent de variaţiile tensiunii de alimentare aplicate la terminalul *1*. Pe baza lui T_3 (intrarea inversoare), prin R_{10}—8 kΩ se aduce de la ieşire atît semnal de c.c., cît şi de c.a., realizîndu-se reacţia negativă. Între terminalul *6* şi masă, se poate conecta un circuit de reacţie exterior, cu ajutorul căruia se poate controla amplificarea.

Semnalul din colectorul lui T_2 se aplică etajului prefinal, format din tranzistoarele T_{13} şi T_{14}, care alcătuiesc un *montaj Darlington.* Acest etaj se mai numeşte *pilot* sau *driver*. Rezistenţa de sarcină a etajului este R_8—3 kΩ, care se leagă la terminalul 4 — *bootstrap*. Între terminalul *1* şi *4* se conectează difuzorul; astfel alimentarea etajului prefinal, de la sursa de alimentare, se face prin reazistenţa de sarcină (bobina difuzorului). Acest mod de alimentare a etajului prefinal se numeşte bootstrap (în limba engleză).

De ce este necesară o asemenea complicaţie? Etajele T_{21} şi T_{15} şi etajul final T_{22}—T_{23} sînt etaje cu amplificarea egală practic cu 1 (montaje repetoare pe emitor). Astfel, excursia de tensiune din colectorul etajului prefinal (T_{13}—T_{14}) trebuie să fie egală (chiar puţin mai mare) cu tensiunea vîrf-vîrf de pe bornele sarcinii. Pentru nedistorsionarea semnalului, etajul prefinal lucrează în clasă A. Amplitudinea vîrf la vîrf a semnalului din colectorul prefinalului, la puterea maximă de ieşire, este practic egală cu tensiunea de alimentare. În asemenea situaţie etajul prefinal nu poate funcţiona în clasă A, deci apar însemnate distorsiuni. Pentru a se elimina posibilitatea acestui mod defectuos de lucru al etajului prefinal se adoptă conexiunea bootstrap. De fapt conexiunea bootstrap este un circuit cu reacţie.

În figura 21.55 prezentăm, pentru explicitarea funcţionării circuitului bootstrap, schema de principiu şi formele de undă corespunzătoare. La alternanţa negativă din baza lui T_{15} acesta se deschide şi saturează pe T_{23}, prin care capacitorul C, de valoare suficient de mare, circa 1 000 μF, se încarcă la $+V$ (prin difuzor). Tensiu-

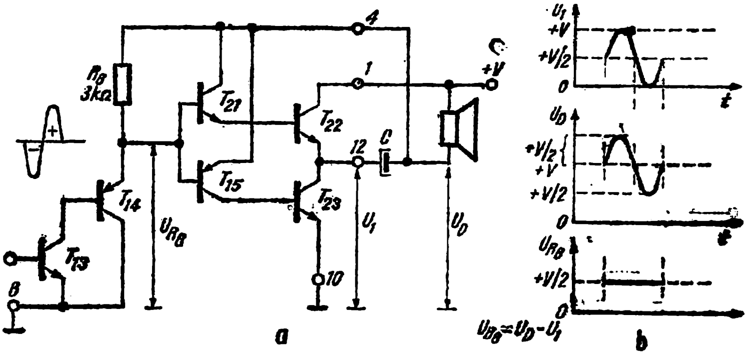


Fig. 21.55. a) Schema de principiu a circuitului bootstrap; b) forma semnalelor şi a tensiunilor.

nea alternativă vîrf la vîrf a semnalului de ieşire U_D este aproape egală cu tensiunea de alimentare, dar axată pe $+V$ (deoarece C este încărcat cu această tensiune). La alternanţa pozitivă din baza lui T_{23}, acesta se deschide şi saturează pe T_{21}, valoarea vîrf la vîrf a semnalului de ieşire U_i va fi aproape egală cu tensiunea de alimentare şi va fi axată pe valoarea $+V/2$. Astfel, tensiunea de colector $U_{R8} = U_D - U_1 = +V/2 =$ ct. Adică, componenta de curent continuu prin R_8 este constantă. Precizăm că raţionamentele de mai sus au fost făcute în cazul în care atacul etajului prefinal este suficient de mare, ca excursia semnalului sinusoidal de ieşire (deci şi din colectorul lui T_{14}) să fie egală cu $+V$. Din valoarea tensiunii de ieşire trebuie scăzută tensiunea de saturaţie a tranzistorului care conduce ($U_s = 0{,}5 \dots 1$ V).

Etajul de putere este format din tranzistoarele *npn* — *npn*, $T_{21}-T_{22}$ şi *pnp*—*npn*, $T_{15}-T_{23}$, care sînt în configuraţie Darlington. Simetria cvasicomplementară, datorată lui $T_{21}-T_{15}$, permite ca finalii T_{22} şi T_{23} să fie de tip *npn*, deci o bună împerechere şi amplificare de putere mai mare.

În figura 21.56 prezentăm cei doi dubleţi Darlington, tranzistoarele echivalente *npn* şi circulaţia curenţilor de colector în ambele alternanţe. Din analiza figurii se constată : tensiunea continuă de lucru a capacitorului de cuplaj cu sarcina C este jumătate din tensiunea de alimentare $+V/2$; fără semnal de intrare, curentul prin difuzor, teoretic, este zero, iar tensiunea la terminalul 12 este $+V/2$.

Etajul de polarizare în clasă AB are rolul de a stabili punctul static de funcţionare al tranzistoarelor din etajul final pentru a se elimina distorsiunile de racordare şi a se stabili valoarea

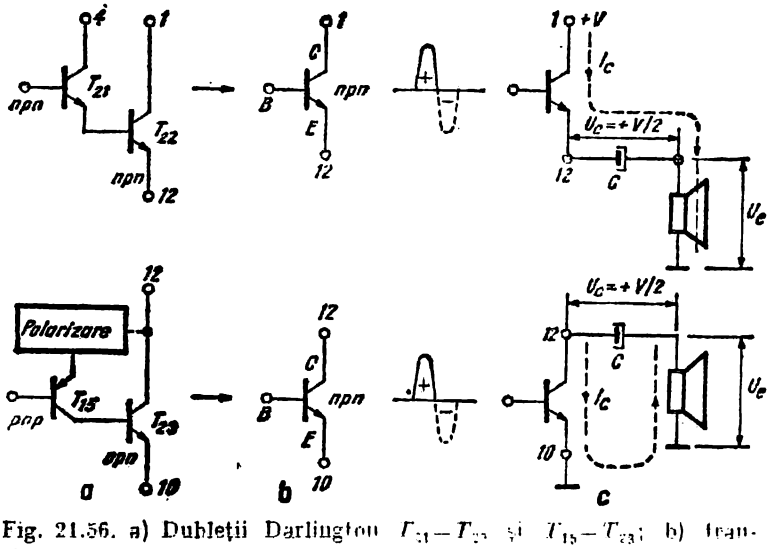


Fig. 21.56. a) Dubleţii Darlington $T_{21}-T_{22}$ şi $T_{15}-T_{23}$; b) tranzistorul echivalent—simetria cvasicomplementară; c) circulaţia curentului de colector în cazul celor două alternanţe.

curentului de repaus. Circuitul de polarizare este asemănător ca la montajele cu componente discrete. Astfel, diodele T_{17}, T_{18}, T_{19} și U_{BE} a lui T_{20} produc o tensiune egală cu suma tensiunilor produse de joncțiunile $U_{BE}T_{15}$, $U_{BE}T_{16}$, $U_{BE}T_{21}$ și $U_{BE}T_{22}$, plus căderea de tensiune pe R_9, polarizînd etajul de putere și stabilind un curent de repaus de 7...10 mA.

Între etajele circuitului de putere există cuplaj galvanic (de c.c.). Problema păstrării la terminalul 12, median al etajului de ieșire, a tensiunii $+V/2$, în scopul obținerii unei puteri de ieșire maxime la distorsiuni acceptabile (10 %), se rezolvă cu circuitul de autocentrare. Tranzistoarele T_{10}, T_{11} și T_{12} în circuit „oglindă de curent“ formează un etaj generator de curent constant de precizie. Acesta servește ca o „rezistență de bază“ pentru polarizarea bazei T_3 a preamplificatorului. Baza lui T_3 primește semnal de reacție de curent continuu de la ieșire prin R_{10}—8 kΩ, dacă tensiunea de pe terminalul 12 tinde să se modifice față de $+V/2$; această variație va fi transmisă bazei T_3 și colectorului T_{11}. Curentul bazei T_3 este însă controlat de circuitul de autocentrare (circuitul „oglindă de curent“), care va comanda pe T_3 în sensul păstrării tensiunii mediane la $+V/2$.

Circuitul de reacție negativă în curent alternativ este rezistorul R_{10}—8 kΩ și circuitul exterior de reacție ce se conectează la terminalul (6) și masă. Dacă între terminalul (6)—reacție și masă conectăm un capacitor de valoare mare, semnalul alternativ care este adus de la ieșire prin R_{10} se scurtcircuitează la masă și reacția negativă nu se mai aplică. În asemenea caz, amplificarea circuitului este maximă și are valoarea tipică de 46 dB (200 ori). În asemenea condiții însă stabilitatea circuitului este discutabilă. Din acest motiv se conectează în serie cu capacitorul un rezistor de valoare R_r. În aceste condiții, factorul de reacție este: $\beta = \frac{R_r}{R_r + R_8}$, iar amplificarea cu reacție va fi: $A_r = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$. Dacă $R_r = 100\Omega$, rezultă $\beta = 0{,}01$ și $A_r = \frac{200}{1 + 200 \cdot 0.01} = 165$ ori. Prin urmare, cu ajutorul rezistenței R_r se poate stabili amplificarea circuitului. Caracteristica de frecvență la „joase“ depinde de valoarea capacitorului de reacție. O valoare prea mică duce la „căderea“ caracteristicii la frecvențe joase.

Între terminalul *5* și *12* se conectează un capacitor de compensare, care limitează valoarea amplificării la frecvențe înalte, deci îmbunătățește stabilitatea circuitului. În cataloage se dau grafice ale amplificării funcție de frecvență, avînd ca parametru capacitorul de compensare.

Un circuit foarte asemănător cu TBA 790 este și circuitul TCA 150 (produs și de I.P.R.S.—Băneasa), care are puterea de ieșire mai mare.

La circuitele de putere TBA 790 și TCA 150 lipsesc etajele de protecție de suprasarcină astfel este interzisă scurtcircuitarea ieșirii la masă sau la +V; precum și folosirea circuitului fără un radiator corespunzător.

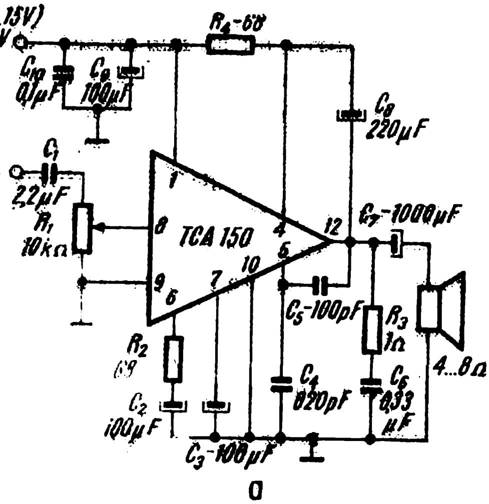


Fig. 21.57. Schema de principiu a amplificatorului de putere TCA 150.

Montajul din figura 21.57 este un amplificator de audiofrecvență cu circuitul TCA 150.

Semnalul de audiofrecvență se aplică intrării *(8)* de pe cursorul potențiometrului logaritmic de 10 kΩ. La terminalul *(6)*, prin R_2—C_2 se realizează o reacție negativă, care micșorează amplificarea de la 200 ori la circa 160 ori. Preamplificatorul primește o tensiune, care este decuplată cu C_3—100 µF, îmbunătățindu-se zgomotul de sector (brumul). Compensarea de frecvență se face cu divizorul capacitiv, C_4—C_5, obținîndu-se o bandă de frecvențe de 15 kHz (—3 dB). La ieșire, între terminalul 12 și masă se conectează grupul R_3—1Ω, C_6—0,33 µF, care are rolul de a elimina pericolul apariției oscilațiilor de înaltă frecvență (2...3 MHz). Capacitorul C_8—220 µF realizează circuitul bootstrap împreună cu R_4—68Ω. Capacitoarele C_9—100 µF și C_{10}—0.1 µF fac decuplarea sursei de alimentare — C_9 la frecvențe joase, C_{10} la frecvențe radio. La realizarea circuitului imprimat o mare atenție se acordă circuitului de masă.

Disiparea căldurii la circuitele integrate

O problemă importantă este răcirea circuitului integrat. Puterea disipată de tranzistoarele finale este proporțională cu puterea utilă din sarcină. Puterea utilă maximă fără limitarea semnalului sinusoidal este dată de formula $P_{ieş\,max} = U^2/8R_s$, unde: U — valoarea vîrf la vîrf a tensiunii de ieșire, iar R_s este impedanța difuzorului. Dacă aproximăm $E_c = U$, rezultă $P_{ieş\,max} = E_c^2/8R_s$; puterea disipată va fi $P_{D\,max} = 4/\pi^2 \times P_{ieş\,max}$, sau $P_{D\,max} = E_c^2/20R_s$. Căldura produsă prin disiparea P_D poate încălzi excesiv circuitul și să-l distrugă. Este necesar ca această căldură să fie transmisă de la circuit mediului ambiant, adică să atașăm circuitului un radiator de căldură.

Transmiterea căldurii de la structură (cip) către mediul exterior se face cu ajutorul unei piese metalice, care face parte din structura capsulei, numită radiator intern. Acesta este montat pe un radiator (exterior) cu dimensiuni corespunzătoare. Căldura produsă de puterea disipată poate fi astfel radiată către mediul ambiant. Prin analogie cu un circuit electric, circuitul termic de transmitere al căldurii are următorul model (simplificat);

— diferența dintre temperatura structurii T_s și temperatura mediului ambiant T_a, este analoagă cu tensiunea (U);

— puterii disipate îi corespunde curentul (I);

— rezistența termică θ este corespondenta rezistenței electrice (R). Astfel, circuitul termic poate fi prezentat ca în figura 21.58.

Se poate scrie formula (după legea lui Ohm): $P_D = (T_s - T_a)/\theta$. Rezistența termică θ este compusă din: rezistența structură — capsulă (radiator intern) θ_{sc}, rezistența capsulă-radiator θ_{cr}, și rezistența radiator-mediu ambiant θ_{ra}. La circuitele integrate de putere se specifică și rezistența termică structură-mediu ambiant θ_{sa}, care depinde de tipul și forma capsulei (a radiatorului intern). Circuitele de putere fabricate la I.P.R.S.—Băneasa sînt montate în capsula tip TABS, care are următoarele caracteristici termice:

— tipul capsulei	TABS, T,D,	TABS, A,S,U
— rezistența termică structură-capsulă θ_{sc}	10°C/W	12°C/W
— rezistența termică structură-ambiant θ_{sa}	80°C/W	70°C/W

În cazul răcirii circuitelor de putere, există două situații: puterea de ieșire este suficient de mică, rezultînd o putere disipată mică ($P_D \approx 0{,}4\ P_U$) și radiatorul capsulei este în stare să răcească structura în toată gama de temperaturi ambiante de lucru; sau puterea de ieșire este mai mare și rezultă necesitatea unui radiator cu o anumită rezistență termică θ_{ra}. Prin urmare, decizia cu sau fără radiator se ia în funcție de puterea de ieșire de audiofrecvență, de caracteristicile de răcire ale capsulei și temperatura maximă a mediului ambiant. Pentru a ușura problema răcirii circuitului de putere, fabrica producătoare dă în cataloage curba de disipație (P_D) în funcție de temperatura ambiantă (T_a). Această caracteristică conține două sau mai multe curbe: circuitul cu radiator infinit, fără radiator și cu un radiator cu rezistență termică θ_{ra} dată. Astfel, cunoscînd puterea de ieșire maximă $P_{ieș\,max}$ aflăm puterea disipată maximă $P_{D\,max}$ la temperatura ambiantă maximă $T_{a\,max}$, verificăm dacă rezistența termică rezultată este mai mare sau mai mică decît cea a capsulei. Dacă θ rezultat este mai mare decît θ_{sa} dat pentru tipul capsulei respective, radiatorul circuitului este suficient și nu este necesară răcire suplimentară. În cazul în care θ rezultat este mai mic decît θ_{sa}, radiatorul capsulei nu este suficient și este necesară răcirea supli-

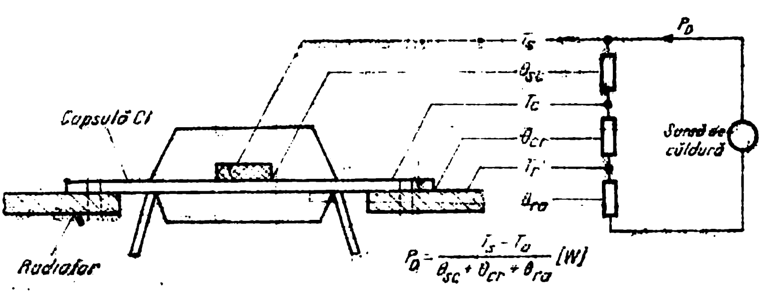


Fig. 21.58. Modelul circuitului de răcire.

mentară cu radiator exterior. În acest caz se pune problema aflării dimensiunilor și caracteristicilor de radiație ale radiatorului. Rezistența termică a radiatorului, θ_{ra}, se obține din relația puterii disipate și este dată de formula: $\theta_{ra} = (T_s - T_a/P_D) - \theta_{sc} - \theta_{cr}$. Rezistența termică structură-capsulă, θ_{sc}, este dată în catalog funcție de tipul capsulei, rezistența termică capsulă-radiator depinde de calitatea contactului termic între capsulă și radiator și este cuprinsă între 0,2°C/W...1°C/W. Rezistența termică radiator-ambiant, θ_{ra}, depinde de suprafața sa S exprimată în [cm²], de grosimea d în [mm], de conductivitatea termică a materialului din care este realizat radiatorul λ[W/°C × cm], de poziția verticală sau orizontală a acestuia, de culoare etc. O formulă pentru rezistența termică a radiatorului plat de formă pătrată, montat vertical sau orizontal este:

$$\theta_{ra} = \frac{650\,m}{S} + 3{,}3\,\frac{\sqrt[4]{m}}{\sqrt{\lambda \cdot d}}\ \text{°C/W}.$$

unde: $m = 0{,}8$ pentru radiatoare montate vertical de culoare albă

$m = 0{,}4$ pentru radiatoare montate vertical de culoare neagră

$m = 1$ pentru radiatoare montate orizontal de culoare albă

$m = 0{,}5$ pentru radiatoare montate orizontal de culoare neagră

λ = se află din tabelul alăturat:

Materialul	λ
aluminiu	2
duraluminiu	1,1
cupru	3,8
oțel	0,45

Un radiator cu suprafața pătrată de (10 × 10) cm² = 100 cm², din tablă de aluminiu cu grosimea d = = 2 mm, alb, montat vertical va avea rezistența termică $\theta_{ra} = 6{,}78°$ C/W. Cu un astfel de radiator, luînd T_s (sau $T_{\text{joncțiune}}$) = 125 C și T_a = 45°C, se poate răci un circuit care disipă P_D = 12 W.

Pentru capsulele TABS (fluturaș) prezentăm în figura 21.59 cîteva modalități de montare a radiatorului. Aria ($a \times b$) a radiatorului se calculează cu relația de mai sus, apoi se practică patru tăieturi (figura 21,59 a), care se îndoiesc la 90°. Pe cele două piese se montează capsula cu șurub de M3×7 mm și piuliță. În figura 21.59 b se prezintă o variantă mai „sofisticată" a radiatorului. În unele aplicații (de regulă la puteri mici) se poate utiliza ca radiator folia circuitului imprimat (figura 21.59 c). Pentru latura pătratului a = 40 mm puterea disipată poate fi de circa 2,5 W.

Pentru funcționarea în condiții corespunzătoare a circuitelor și evitarea distrugerii lor recomandăm următoarele:

a) după montarea circuitului se vor verifica tensiunile de la terminale, care în condiții normale sînt pentru TBA 790 T și TCA 150T, la terminalul:

1 — tensiunea de alimentare +V;

4 — tensiunea de alimentare +V;

12 — tensiunea de 0.5 (+V);

6 — tensiunea de 0,6 V;

5 — tensiunea între 0.6...0.7 V;

7 — la TCA 150: tensiunea de 0,65 (+V).

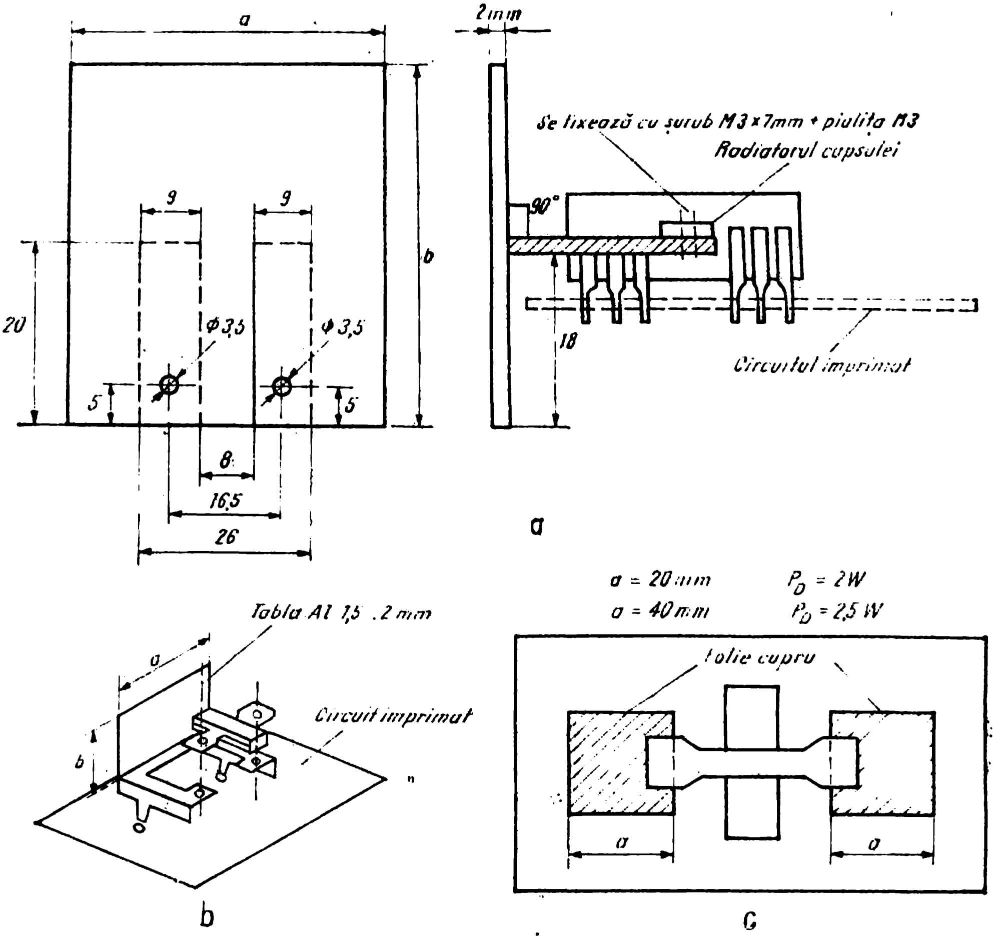

a
2 mm
9
9
20
b
Φ3,5
Φ3,5
5
5
8
16,5
26
Se fixează cu şurub M3×7mm + piuliţa M3
Radiatorul capsulei
90°
18
Circuitul imprimat
a
Tabla Al 1,5 . 2 mm
a
b
Circuit imprimat
b
a = 20 mm P_D = 2W
a = 40 mm P_D = 2,5 W
folie cupru
a
a
c

Fig. 21.59. Modalităţi de montare a radiatorului la capsula TABS.

Dacă aceste tensiuni nu sînt corespunzătoare, circuitul este defect. Corectitudinea măsurătorilor ne arată că circuitul este bun, dar verificarea completă trebuie făcută cu generatorul de semnal şi osciloscopul, pentru a nu avea formele de undă deformate (asimetrice, neracordate, limitate etc.).

Circuitele se distrug dacă:

- se depăşeşte tensiunea maximă de alimentare (15 V la TBA 790 şi 18 V la TCA 150);
- se face scurtcircuit pe ieşire;
- se face scurtcircuit între terminalul *12* şi *4*;
- se alimentează circuitul cu polaritate inversă: (—) la terminalul *1*, (+) la masă;
- se introduce sau scoate circuitul cu tensiunea de alimentare aplicată;
- puterea disipată admisibilă (pentru TBA 790, care nu are protecţie termică) depăşită.

b) la realizarea cablajului imprimat se va conecta masa preamplificatorului, notată în scheme cu un mic triunghi ▼ la masa amplificatorului notată ⊥, astfel încît între aceste două mase să nu existe circulaţie de curenţi în folia cablajului. Adică componentele care se leagă se vor conecta electric într-un singur punct de masă (pentru evitarea buclei de masă).

c) înainte de „plantarea“ pieselor pe cablajul imprimat acestea vor fi măsurate, pentru a se evita piesele defecte.

d) legătura cu difuzorul să se facă fără fire înădite şi cu izolaţia perfectă.

Cu cele prezentate pînă aici, sperăm că am venit în întîmpinarea amatorului electronist cu explicaţii şi montaje practice, care să-l introducă în această lume minunată a circuitelor integrate liniare.

Circuitele integrate stabilizatoare de tensiune sînt prezentate în capitolul „Surse de alimentare“.

Capitolul 22

SURSE DE ALIMENTARE

ing. IMRE SZATMARY

SURSE DE TENSIUNE STABILIZATĂ

Pentru obţinerea unor performanţe corespunzătoare şi independente de fluctuaţiile tensiunii reţelei sau a bateriei de alimentare se utilizează sursele de tensiune stabilizată.

Schema bloc generală a surselor de tensiune stabilizată este prezentată în figura 22.1, a. Dacă sursa de energie electrică este o baterie sau acumulator, schema bloc se reduce, fiind necesar numai stabilizatorul de tensiune (figura 22.1, b).

În acest capitol vom trata principalele aspecte legate de proiectarea surselor de tensiune stabilizată (fără transformatorul de reţea). De asemenea, vom prezenta scheme practice de surse stabilizate.

Redresorul

Tensiunea alternativă, cu frecvenţa reţelei, din secundarul transformatorului de reţea este redresată de către

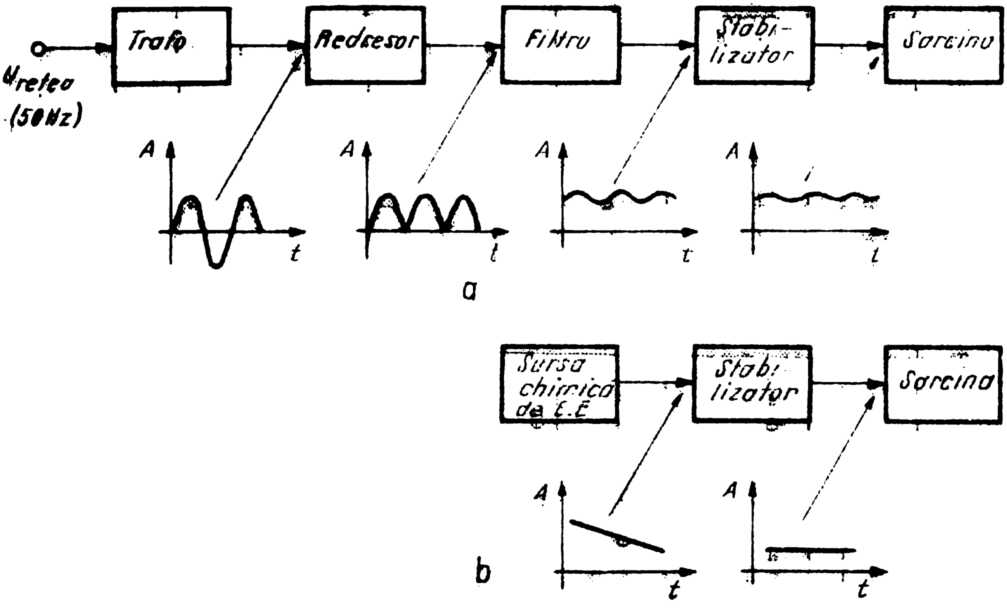
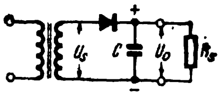
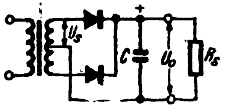
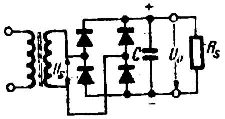
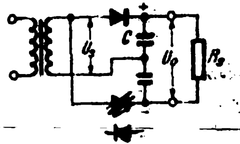
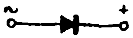
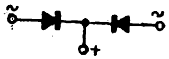
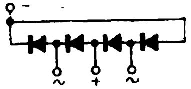
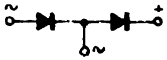


Fig. 22.1. a) Schema bloc a sursei de tensiune stabilizată; b) alimentarea stabilizată de la surse chimice de energie electrică.

Tabelul 22.1

Caracteristicile electrice ale redresoarelor monofazice cu intrare pe capacitate cu $\frac{r}{R_s} = 0{,}02$ și cu $CR_s = 12$

Parametri	*Redresor monoalternanță*	*Redresor dublă alternanță cu priză mediană*	*Redresor dublă alternanță cu punte*	*Dublor de tensiune*
1	*2*	*3*	*4*	*5*
Schema electrică a redresorului				
Schema de legătură a diodelor				
Numărul alternanțelor redresate	1	2	2	1
Valoarea medie, I_m, a curentului prin diodă	I_0	0,5 I_0	0,5 I_0	I_0
Curentul de vîrf, I_v, prin diode	7,8 I_0	4,75 I_0	4,75 I_0	3 I_0
Curentul efectiv, I_{ef}, prin diode	2,5 I_0	1,33 I_0	1,33 I_0	1,1 I_0
Tensiunea efectivă din secundarul trafo, U_s	0,91 U_0	0,82 U_0	0,80 U_0	0,55 U_0
Tensiunea inversă de vîrf pe diodă, U_i	2,56 U_0	2,34 U_0	1,14 U_0	1,56 U_0
Tensiunea ondulatorie (riplu), U_{ett}	0,12 U_0	0,06 U_0	0,06 U_0	0,09 U_0
Puterea secundarului trafo rețea [VA]	2,35 P_0	2,16 P_0	2,16 P_0	1,22 P_0
Puterea primarului [VA]	2,35 P_0	3,05 P_0	2,16 P_0	1,72 P_0

diodele redresoare, obținîndu-se la ieșirea redresorului o tensiune continuă pulsatorie. Se poate redresa numai o alternanță — redresor monoalternanță; sau ambele alternanțe — redresor dublă alternanță.

Pentru alimentarea aparatelor electronice uzuale puterea necesară nu depășește 100 ... 200 W, prin urmare avem de-a face cu redresoare de mică putere. Pentru asemenea redresoare, rezultate bune și cu preț de cost redus se obțin cu schemele mono și dublă alternanță, cu filtru capacitiv (tabelul 22.I). Adică, la ieșirea redresorului se află conectată sarcina R_s și în paralel cu aceasta capacitorul de filtraj C. Caracteristicile redresorului cu filtru capacitiv sînt puternic influențate de raportul dintre rezistența de sarcină R_s și reactanța capacitorului de filtraj, adică de valoarea $\omega C R_s$ și de rezistența serie echivalentă r_s a redresorului. Rezistența serie este formată din rezistența înfășurărilor transformatorului raportate la secundar R_{tr} și rezistența dinamică a diodelor din brațul în conducție al redresorului R_d; deci $r_s = R_{tr} + R_d$. Rezistența dinamică a diodei cu siliciu este de ordinul 0,02 Ω la 1 A; practic contribuția diodei redresoare cu siliciu se materializează prin tensiunea directă de 0,7 V de la bornele ei. Prin urmare, rezistența serie a redresorului este dată în principal de rezistența înfășurărilor (primare și secundare) raportate la secundar, $r_s = R_{tr}$.

În funcție de mărimea raportului dintre rezistența de sarcină R_s; rezistența serie r_s și de valoarea $\omega C R_s$ avem pentru:

$\omega C R_s > 40$, tensiune de ondulație (riplu) mică;

$\omega C R_s = 12$, redresor recomandat pentru alimentatoare stablizate;

$r_s/R_s < 0.02$; randament ridicat.

($\omega = 2\pi f$, $f = 50$ Hz pentru monoalternanță, $f = 100$ Hz pentru dublă alternanță)

În aceste relații, valoarea rezistenței de sarcină se ia la valoarea cea mai mică, adică la curentul de sarcină cel mai mare.

În tabelul 22.I prezentăm caracteristicile electrice ale redresoarelor monofazice cu filtru capacitiv, cu $\omega C R_s = 12$ și $r_s/R_s = 0.02$. De asemenea se dau schemele electrice ale tipurilor de redresoare monofazice. Cea mai avantajoasă schemă, cum rezultă din analiza tabelului, este cea a redresorului dublă alternanță în punte.

Prezentăm mai jos calculul redresorului monofazic cu filtru capacitiv. Etapele sînt următoarele:

1. Se dau: tensiunea continuă de ieșire U_0, curentul din sarină I_0, factorul de ondulație $\gamma = U_{alt}/U_0$, unde U_{alt} este componenta alternativă a tensiunii de ieșire și se cunoaște frecvența rețelei $f = 50$ Hz.

2. Pentru obținerea unui factor de ondulație acceptabil și un randament bun, alegem $\omega C R_s = 12$ și $r_s/R_s = 0,02$. Pentru aceste valori, din tabel aflăm: curentul de vîrf I_v prin diode, valoarea efectivă a curentului prin diode și tensiunea inversă, aplicate diodelor. La pornirea redresorului curentul de încărcare I_i al capacitorului de filtraj în prima semialternanță ($t = 10$ ms) este foarte mare. Acest curent este limitat practic numai de

rezistența serie echivalentă r_s din secundarul transformatorului de rețea și este numeric raportul dintre amplitudinea tensiunii secundarului și r_s, $I_i = \sqrt{2}\,U_s/r_s$.

Datele obținute stau la baza alegerii tipului diodelor ce se vor utiliza în redresor. Acestea trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

a) tensiunea inversă de vîrf de lucru, $V_{RWM} < U_i$;

b) curentul mediu redresat, $I_0 \gg I_m$;

c) curentul direct de vîrf repetitiv, $I_{FRM} \gg I_v$;

d) curentul continuu direct, $I_F > I_{ef}$;

e) curentul direct de vîrf de suprasarcină, $I_{FSM} > I_i$.

Am utilizat pentru caracteristicile diodei notațiile adoptate în cataloage. Aceeași analiză se face și în cazul punților redresoare. Dacă curentul de încărcare I_i este prea mare pentru diodă, se poate utiliza o rezistență de limitare de valoare mică, realizînd filtru tip *RC*.

3. Se determină caracteristicile transformatorului de rețea.

— se află rezistența de sarcină a redresorului, $R_s = U_0/I_0$;

— din relația $r_s/R_s = 0{,}02$ se află $r_s = 0{,}02\ R_s$ — rezistența serie echivalentă a redresorului, care practic este rezistența înfășurărilor raportate la secundar, $r_s \cong R_{tr}$;

— cu ajutorul datelor din tabel se determină tensiunea efectivă din secundarul transformatorului, $U_s = 0{,}82\ U_0 + U_d$, unde U_d este tensiunea în conducție de pe diode. Pentru o diodă cu siliciu, $U_d = 0.7$ V; în cazul a n diode: $U_d = n \times 0{,}7$. La redresorul în punte, $U_d = 2 \times 0{,}7 = 1{,}4$ V.

Valoarea efectivă a curentului din înfășurarea secundară, I_{sec}, a transformatorului de rețea este:

— pentru redresorul în punte: $I_{sec} = I_0 + K_f/2$, unde factorul $K_f = I_{ef}/I_m = 1.33\ I_0/0{,}5\ I_0 = 2.66$, deci: $I_{sec} = 1.86\ I_0$;

— pentru redresorul cu priză mediană: $I_{sec} = I_0 K_f/2$, deci $I_{sec} = 1.33\ I_0$;

— pentru redresorul monoalternanță: $I_{sec} = I_0 K_f\ 2{,}5\ I_0$.

4. Se află valoarea capacității de filtraj, din formula: $\omega CR = 12$; rezultă $C = 12/\omega R_s$, unde: $\omega = 2\pi f$ (pentru redresarea monoalternanță $f = 50$ Hz, iar $\omega = 314$, iar pentru redresarea dublă aternanță $f = 100$ Hz, iar $\omega = 628$. Față de valoarea C calculată se alege un capacitor cu 50% mai mare, ținînd seamă de toleranța acestor capacitoare.

— se determină tensiunea nominală U_n a capacitorului: $U_n = U_0 + \sqrt{2}\,U_{alt} = U_0(1 + \gamma\sqrt{2})$, care se mărește cu circa 20%, ținînd seama de variațiile rețelei.

5. Avînd tensiunea și curentul secundarului precum și puterea (în VA) se poate dimensiona transformatorul, care să îndeplinească condiția: $R_{tr} = r_s = 0{,}02\ R_s$.

6. Pentru alte valori ale lui $\omega C R_s$ și r_s/R_s se vor determina curenții, tensiunile și factorul de ondulație, din grafice care sînt date în literatura de specialitate și a căror prezentare, aici, depășește cadrul lucrării. Dacă se folosesc datele din tabelul de mai sus, pentru calculul redresoarelor, care sînt

urmate de stabilizatoare de tensiune cu componente discrete sau monolitice (circuite integrate), rezultatele sînt optime.

Stabilizatoare de tensiune

Tensiunea de la ieşirea redresorului depinde de doi factori: de variaţiile tensiunii reţelei de alimentare cu energie electrică, care pot fi între: $\pm(10\ldots\ldots20)\%$ şi de modificarea valorii curentului de sarcină. Sînt cazuri cînd curentul de sarcină poate varia de la zero la valoarea sa nominală. Toate variaţiile tensiunii de alimentare a circuitelor electronice conduc, într-o măsură mai mult sau mai puţin semnificativă, la modificarea performanţelor electrice. În unele situaţii, la creşterea tensiunii chiar cu 10% se pot distruge unele componente active din circuite. Sînt şi alte argumente care pledează pentru introducerea în schema sursei de alimentare a stabilizatorului de tensiune, în primul rînd posibilitatea realizării în schema stabilizatorului a circuitelor de protecţie la supracurent şi la supratensiune. De asemenea, în stabilizator există posibilitatea de a se regla valoarea tensiunii de ieşire, fapt important în cazul surselor de laborator.

În acest paragraf ne vom ocupa numai de stabilizatoarele de tensiune continuă obţinută de la un redresor filtrat sau de la o sursă chimică de energie electrică — baterii sau acumulatoare.

În prezent, la noi, pentru puteri de cîţiva zeci de watt, se utilizează încă stabilizatorul cu element de control serie, cu componente discrete sau, pe scurt: stabilizatorul serie. Schema bloc a stabilizatorului serie este dată în figura 22.2. Tensiunea de intrare U_i poate să varieze: $U_i \pm \Delta U_i$. Această variaţie, în primul moment, va fi transmisă prin elementul de control serie la ieşire, unde tensiunea va fi $U_s \pm \Delta U_s$. Această variaţie a tensiunii de ieşire este sesizată de divizorul R_1R_2 şi aplicată amplificatorului A — numit *amplificator de eroare*. Acesta mai primeşte la intrarea sa şi tensiunea de referinţă, U_{ref}, care provine de la blocul tensiunii de referinţă. La ieşirea amplificatorului de eroare se obţine un semnal (curent sau tensiune), care este proporţional cu variaţia tensiunii de ieşire şi care se aplică elementului de control serie. Tensiunea de pe bornele elementului serie este $U \pm \Delta U$. Dacă semnalul de la ieşirea amplificatorului de eroare comandă elementul serie, astfel încît variaţia tensiunii de la bornele acestuia, ΔU, să îndeplinească condiţia $|\Delta U| - |\Delta U_i| = 0$, atunci rezultă $\Delta U_s = 0$, adică tensiunea de ieşire este constantă, deci stabilizată. Elementul de control serie se comportă ca o rezistenţă va-

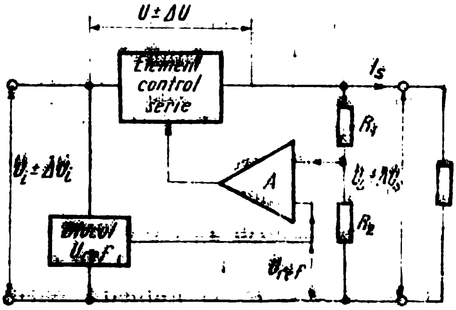


Fig. 22.2. Schema bloc a stabilizatorului de tensiune cu element de control serie şi amplificator de eroare.

riabilă comandată, care preia la bornele sale variaţiile tensiunii de intrare.

Schema electrică cea mai simplă a stabilizatorului cu element serie şi amplificator de eroare este dată în figura 22.3. Elementul serie este format din tranzistorul Tz_1, tensiunea de ieşire U_s este divizată (kU_z) de divizorul $R_1 - P - R_2$ şi aplicată bazei tranzistorului Tz_2, care formează amplificatorul de eroare. Tensiunea de referinţă este asigurată de dioda Zener, polarizată prin rezistorul R_z; $U_{ref} = U_z$. Curentul de bază al tranzistorului Tz_1 este asigurat prin R_p, care este şi sarcina amplificatorului de eroare. Presupunem că tensiunea U_s creşte, atunci curentul de bază I_{B2} a lui Tz_2 creşte, deci şi curentul de colector I_{C2} creşte; astfel curentul de bază I_{B1} al tranzistorului serie scade, deci Tz_1 tinde să se „închidă", adică tensiunea U_{CE} creşte pînă cînd U_s revine la valoarea corespunzătoare, dată de formula:

$$U_s = (U_{ref} + U_{BE2})\frac{1}{k} =$$

$$= (U_z + 0{,}7)\frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Un asemenea mod de funcţionare ne aminteşte de funcţionarea buclei de reglaj automat cu reacţie.

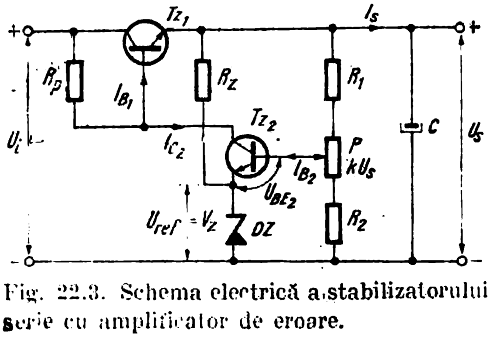


Fig. 22.3. Schema electrică a stabilizatorului serie cu amplificator de eroare.

Dacă se dau: tensiunea de intrare maximă, U_{iM}, şi cea minimă, U_{im}, tensiunea stabilizată U_s şi curentul maxim din sarcină I_{sM}, vom prezenta cîteva formule pentru stabilirea elementelor schemei stabilizatorului. Calculele sînt foarte simple, fiind de mare ajutor atît la înţelegerea mai profundă a funcţionării schemei, cît şi la alegerea valorii şi tipului componentelor. Se recomandă următoarea ordine:

1) Se alege tipul tranzistorului serie. Acesta trebuie să poată asigura curentul de sarcină maxim I_{sM}, tensiunea colector-emitor U_{CE} mai mare ca U_{iM} (la pornire capacitorul de la ieşirea stabilizatorului este practic în scurtcircuit, deci pe Tz_1 se aplică U_{iM}). Apoi, puterea disipată pe Tz_1 trebuie să satisfacă condiţia:

$$P_d = (U_{iM} - U_s)I_{sM} < P_{dMax}$$

(cu radiator).

Din datele de catalog (sau măsurători foarte simple) se stabileşte factorul de amplificare de curent β_1 (h_{21E}) la curentul de colector $I_C = I_s$.

2) Rezistenţa de polarizare R_p se calculează ţinînd seama de asigurarea curentului de bază a tranzistorului Tz_1:

$$I_{B1} = \frac{I_{sM}}{\beta_{1min}}; \; R_p = \frac{(U_{im} - U_s - 0{,}7)\beta_1}{I_{Ms}}.$$

3) Tranzistorul din amplificatorul de eroare, Tz_2, trebuie să poată asigura un curent de colector cel puţin egal cu cel al bazei lui Tz_1, $I_{C2} = I_{B1}$; tensiunea $U_{CE} > U_{iM} - U_{ref}$ şi factorul de amplificare (h_{21E}) β_2 să fie suficient de mare.

4) Se alege dioda Zener pentru elementul de referinţă cu $U_z = U_{ref} \cong$ $\cong (0{,}4 \ldots 0{,}5)U_s$. Curentul prin dioda

Zener trebuie să fie mai mare decît curentul de colector I_{C2} al lui T_{z2}. Rezistența de polarizare R_z se calculează cu formula: $R_z = \frac{U_s - U_z}{I_z}$ și $I_z > I_{C2}$.

5) Calculul divizorului $R_1 - P - R_2$ se face plecînd de la condițiile: — curentul din divizor să fie de circa 10 ori mai mare ca $I_{B2} = I_{C2}/\beta_2$; deci $I_D = 10 \cdot I_{B2}$;

— tensiunea între baza lui T_{z2} și masă U_{B2} trebuie să fie: $U_{B2} = U_z + U_{BE2} = U_s + 0,7$ și $U_{B2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s$.

Din prima condiție rezultă: $R_1 + R + R_2 = \frac{U_s}{10 \cdot I_{sM}} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$.

Cu aceste relații am stabilit toate elementele schemei.

În cazul curenților debitați de stabilizator mai mari, curentul de bază al tranzistorului serie, $I_B = I_C/\beta$, poate fi destul de mare. Astfel, s-ar putea ca tranzistorul T_{z2} să nu poată asigura curentul de colector necesar sau curentul din dioda Zener să fie prea mare. În asemenea cazuri, pentru tranzistorul serie se adoptă configurația Darlington (tranzistor compus). Se știe că la asemenea configurație factorul de amplificare de curent echivalent este $\beta_e = \beta' \times \beta''$, unde β' și β'' sînt factorii de amplificare ai tranzistoarelor componente.

Schema îmbunătățită, cu montaj Darlington pentru elementul serie, este prezentată în figura 22.4. Elementele schemei se calculează cu formulele prezentate mai sus, ținînd însă seama că $\beta_1 = \beta'_{Tz_1} \cdot \beta''_{Tz_2}$. Pentru 2N3055 se ia $\beta' = 25$, iar pentru 2N1711 $\beta'' = 75$, rezultînd $\beta_1 = 1\,875$.

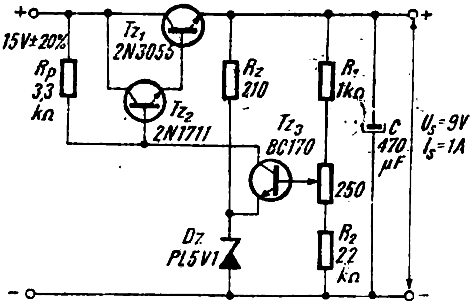


Fig. 22.4. Schema electrică a stabilizatorului cu element serie tranzistor compus (Darlington).

Pentru funcționarea corectă a stabilizatorului, tensiunea pe elementul serie (tensiunea CE) trebuie să fie minimum 3 ... 6 V. Astfel, la proiectarea redresorului care precede etajul stabilizator, tensiunea de ieșire U_s trebuie mărită cu această valoare.

Dacă este necesară o plajă mare a tensiunii de ieșire — situația alimentatoarelor de laborator — ,tensiunea de referință trebuie aleasă cît mai mică.

Variațiile tensiunii de referință U_z și a tensiunii U_{BE} cu temperatura determină fluctuația tensiunii de ieșire U_s. Pentru compensarea variațiilor datorită temperaturii se folosesc mai multe metode; una dintre ele este utilizarea schemei diferențiale pentru amplificatorul de eroare. În figura 22.5 prezentăm schema electrică a stabilizatorului cu amplificator de eroare diferențial. La această schemă tensiunea de ieșire este independentă de U_{BE}, $U_s = U_z(R_1 + R_2)/R_2$. Prin urmare se pune problema compensării numai a tensiunii Zener.

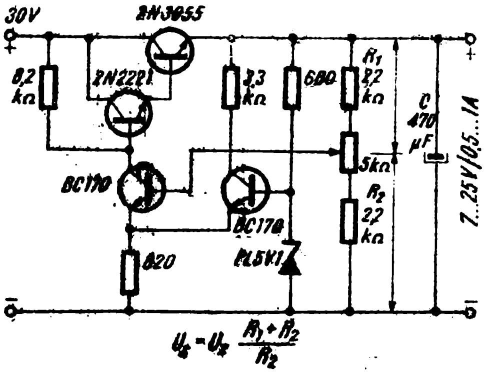


Fig. 22.5. Schema electrică a stabilizatorului cu amplificator de eroare diferențial.

Principalele caracteristici ale stabilizatorului de tensiune în afara tensiunilor și curenților de intrare și de ieșire sînt: coeficientul de stabilizare definit ca raportul dintre variația tensiunii de intrare ΔU_i raportată la variația tensiunii de ieșire ΔU_s pentru un curent de sarcină I_s și temperatura t. constante: $F_0 = \Delta U_i/\Delta U_s$, I_s și t — constante; și rezistența dinamică internă a stabilizatorului, definită ca raportul dintre variația tensiunii de ieșire ΔU_s și variația curentului de sarcină ΔI_s, tensiunea de intrare U_i și temperatura fiind constante, $R_0 = \Delta U_s/\Delta I_s$, U_i și t — constante. Factorul de stabilizare F_0 trebuie să fie cît mai mare, iar rezistența internă cît mai mică. Aceste condiții se obțin cînd cîștigul tranzistoarelor folosite este ridicat, adică β (sau g_m panta) de valoare mare. Cîștigul ridicat al amplificatoarelor operaționale le-a extins domeniul de aplicații și la stabilizatoarele de tensiune. Dacă în locul amplificatorului de eroare cu tranzistoare vom introduce un amplificator operațional, la intrarea neinversoare (+) aplicînd tensiunea de referință, iar la intrarea inversoare (−), tensiunea de eroare, vom obține schema stabilizatorului cu amplificator operațional (figura 22.6). Tensiunea de referință se obține de la dioda Zener de 6,2 V, care se aplică intrării neinversoare. Tensiunea de eroare de pe divizorul $R_1 + R_2$ se aplică intrării inversoare, curentul de ieșire din βA 741 este proporțional cu diferența acestor două tensiuni și „ține“ elementul serie la o anumită polarizare (curent de bază), deci tensiunea de ieșire U_s la o anumită valoare. Dezavantajul acestei scheme este că U_s nu poate fi mai mic ca U_z. Montajul din figura 22.6 se poate utiliza cu succes pentru reducerea și stabilizarea tensiunii bateriei auto (12 ... 14) V la o tensiune de 9 V tipică unor aparate electroacustice, care însă nu consumă mai mult de 0,5 A. Pentru consum mai mare se recalculează tranzistorul serie.

Schema unui stabilizator de tensiune reglabilă între 0 ... 20 V cu performanțe ridicate: variația tensiunii de ieșire mai mică de ±0,02% la variația curentului de sarcină de la 0 la 1 A, cu circuitul βM 324 (sau patru βA 741)

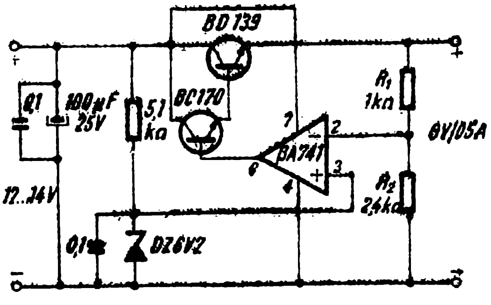


Fig. 22.6. Schema electrică a stabilizatorului cu amplificator operațional (βA 741).

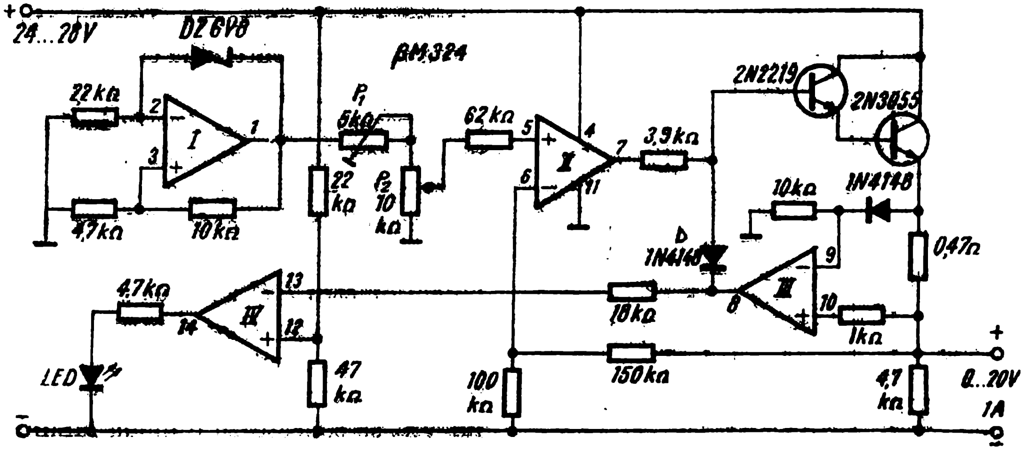


Fig. 22.7. Schema electrică a stabilizatorului de tensiune, de laborator, cu βM 824.

este prezentată în figura 22.7. Amplificatorul *I* este sursă de referință de 9,1 V. Această tensiune se divide prin P_1 și P_2 astfel încît la ieșirea amplificatorului de eroare *II* cu P_2 „sus" ajustînd P_1 obținem tensiunea de ieșire la capătul de sus al gamei (20 V). Cu amplificatorul *III* se realizează protecția la supracurent. Cînd curentul care trece prin rezistorul de 0,47 Ω produce o tensiune egală cu U_d=0,7 V (din intrarea inversoare), ieșirea *8* se negativează, dioda *D* se deschide și curentul de bază a configurației Darlington scade, elementul serie controlînd curentul de scurtcircuit la $I_{sc} = 0{,}7\ V/0{,}47\ \Omega$. În același timp, la intrarea *13* a amplificatorului *IV*, montat ca etaj comparator, apare tensiunea negativă; acesta basculează și la ieșirea *14* apare tensiunea pozitivă, care activează LED-ul, ce indică starea de scurtcircuit la ieșirea alimentatorului. Fără sarcină montajul consumă circa 10 mA.

La toate schemele de stabilizatoare serie, un scurtcircuit accidental la ieșire se manifestă prin aplicarea elementului serie a întregii tensiuni de intrare U_i la un curent de valoare foarte mare. În asemenea condiții tranzistorul serie se distruge. Dacă dintr-un anume motiv divizorul tensiunii de eroare se defectează, sau tranzistorul serie se scurtcircuitează tensiunea de ieșire crește și elementele de circuit din montajul alimentat se pot defecta catastrofic. Pentru a se evita situațiile din ambele categorii de defectare, în schemele stabilizatoarelor de tensiune se introduc circuite de protecție la supracurent și la supratensiune.

Circuitele de protecție la supracurent se bazează pe principiul reducerii curentului de bază al tranzistorului serie, deci la „închiderea" acestuia atunci cînd curentul din sarcină depășește o anume valoare. Una dintre cele mai simple metode de protecție este prezentată în schema din figura 22.8 a. Curentul de sarcină trece prin rezistența de limitare R_L producînd o cădere de tensiune $I_L \times R_L$. Această

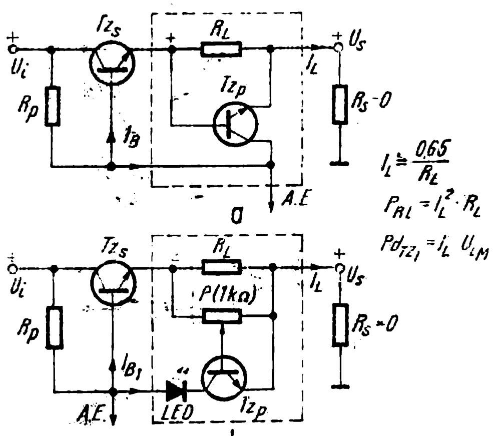


Fig. 22.8. a) Circuit simplu de protecție la supracurent. b) Circuit de protecție la supracurent cu reglaj și indicarea suprasarcinii cu LED.

tensiune este „sesizată“ de tranzistorul de protecție Tz_p, fiind de fapt chiar tensiunea bază-emitor a acestuia. Cînd $I_L \times R_L > U_{BE} = 0.65$ V, tranzistorul Tz_p începe să conducă și curentul de bază al tranzistorului serie scade, scăzînd și curentul de colector. Micșorarea curentului de ieșire se limitează la o valoare $I_L = 0.65/R_L$. Astfel, scăderea deosebită a rezistenței de sarcină sau apariția unui scurtcircuit între bornele de ieșire va determina intrarea în conducție a tranzistorului Tz_p și limitarea curentului debitat de stabilizator la valoarea I_L. La scurtcircuit $R_s = 0$, puterea disipată de tranzistorul serie este $P_{dTz_s} = I_L \times U_{iM}$, deoarece pe acesta se aplică întreaga tensiune de intrare. La asemenea scheme, dimensionarea radiatorului și stabilirea puterii disipate se va face ținîndu-se seamă de puterea care apare în cazul scurtcircuitului. Această supradimensionare a tranzistorului serie și a radiatorului său este dezavantajul acestui tip de protecție. Pentru ajustarea valorii curentului la care lucrează protecția (I_L) ar fi necesară modificarea rezistorului R_L. Acesta însă este un rezistor de putere — disipă $P_{R_L} = I_L^2 \times R_L$ — și este greu să fie realizat reglabil. Se procedează la un artificiu, conectînd în paralel cu R_L un potențiometru P (1 k Ω), de pe cursorul căruia se culege U_{BE} pentru Tz_p (figura 22.8 b). Pentru indicarea intrării în funcțiune a protecției în colectorul lui Tz_p se conectează o diodă luminiscentă (LED), care se va activa la trecerea curentului prin ea.

Pentru îmbunătățirea schemei de protecție la supracurent, în sensul reducerii puterii disipate a tranzistorului serie (în regim de protecție) se utilizează schema de protecție prin întoarcere a curentului, ca în figura 22.9, a (englezește: foldback). Tensiunea U_{BE} a tranzistorului din circuitul de protecție Tz_p este formată din: căderea de tensiune datorită curentului din sarcină: I_sR_L și de tensiunea obținută pe divizorul rezistiv R_1, R_2:

$$U_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(U_{in} - U_s) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_s R_L.$$

Cînd curentul de sarcină este cel normal, rezistoarele din divizorul R_1, R_2 și R_L sînt astfel alese încît $U_{BE} < 0,65$ V și Tz_p este blocat. Dacă I_s crește astfel ca $U_{BE} = 0,65$ V, tranzistorul serie începe să se „închidă“ și tensiunea colector-emitor (care alimentează divizorul R_1—R_2) crește. Astfel, tensiunea U_E a divizorului crește și procesul de intrare în conducție a tranzistorului Tz_p se accentuează. Se ajunge la situația în care contribuția,

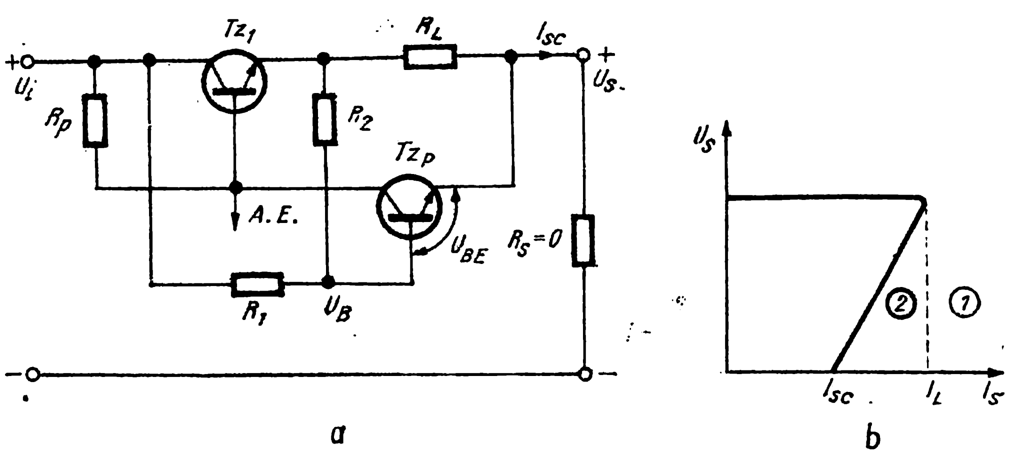


Fig. 22.9. a) Circuit de protecție prin întoarcerea curentului (foldback); b) caracteristica de ieșire a stabilizatorului în cazul protecției cu circuit simplu de protecție (1) și cu protecție prin întoarcerea curentului (2).

$$P_{dTz1} = I_{sc} \cdot U_{IM};\quad I_{sc} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot I_L$$

pentru „deschiderea" tranzistorului Tz_p, a tensiunii divizorului este mai mare decît cea provenită de la rezistența de limitare. Sau, altfel spus, curentul de sarcină la care se produce aceeași stare de conducție (același I_C) a tranzistorului Tz_p este mai mic, datorită contribuției tensiunii divizorului $R_1 - R_2$. Funcționarea schemei se bazează pe principiul reacției pozitive, divizorul $R_1 - R_2$ fiind grupul de reacție. Dacă la ieșire se produce scurtcircuit ($R_s = 0$, $U_s = 0$), curentul de scurtcircuit I_{sc} este: $I_{sc} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_L$, adică mai mic decît la schema de protecție simplă (figura 22.9, b). În aceste condiții, puterea disipată de tranzistorul serie, cu ieșirea în scurtcircuit este de $[(R_1 + R_2)/R_1]$ ori mai mică. După acționarea protecției, chiar dacă dispare scurtcircuitul, schema rămîne „zăvorită", adică Tz_p în conducție. Pentru repunerea stabilizatorului în funcție trebuie deconectată, pentru un timp scurt, tensiunea de intrare. Aceasta este dezavantajul acestui tip de protecție.

Pentru aparatura de laborator se utilizează diferite scheme cu circuite tip releu, cu armare manuală sau automată.

Protecția la supratensiune se poate face prin mai multe moduri. Metodele radicale de protecție se bazează pe decuplarea tensiunii de intrare în momentul apariției supratensiunii, al cărei prag de acționare este prestabilit. Schema electrică a unui circuit simplu de protecție la supratensiune cu tiristor este dată în figura 22.10. Pragul de anclanșare al protecției este stabilit de

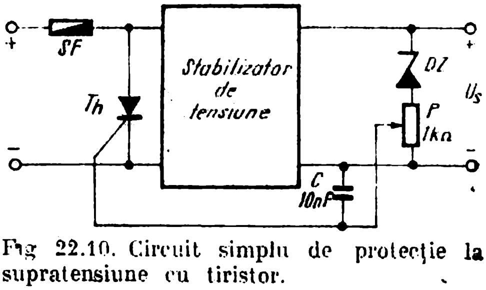


Fig 22.10. Circuit simplu de protecție la supratensiune cu tiristor.

tensiunea diodei Zener D_z. Dacă U_s crește peste valoarea U_z, dioda Zener se deschide și prin *P* trece curent. De pe cursor se culege impulsul de curent, care alimentează poarta tiristorului *Th*, care se deschide și produce în cîteva microsecunde un curent suficient de mare care să producă topirea siguranței fuzibile *SF*. Capacitorul $C = 10$ nF temporizează acționarea circuitului pentru impulsurile foarte scurte, accidentale. Pentru o protecție $U_s > 12$ V. se alege o diodă Zener cu $U_z = 11$ V. Curentul de vîrf al tiristorului trebuie să fie 10 ... 15 ori curentul fuzibilului I_f.

Cu ajutorul stabilizatorului monolitic βA 723 — ROB 723, se realizează schema unui circuit de protecție de precizie la supratensiune (figura 22.11). Funcționarea circuitului se bazează tot pe decuplarea tensiunii de intrare prin topirea unei siguranțe fuzibile *SF* de către curentul prin tiristorul *Th*. Pragul de tensiune unde se produce acționarea protecției se reglează foarte precis, folosind amplificatorul de eroare din circuitul βA 723 cu rol de comparator. La intrarea inversoare IN$^-$, se aplică referința prin divizorul R_2—R_3. Tensiunea de ieșire a stabilizatorului este aplicată potențiometrului P_1 — 1 kΩ. Tensiunea de ieșire $+U_s$ divizată, de pe cursorul lui P_1, se aplică intrării neinversoare IN$^+$. Cît timp $|U_{IN+}| < |U_{IN-}|$, la ieșirea comparatorului avem potențial negativ, tranzistorul serie din βA 723 este blocat, la fel și dioda Zener, la terminalul V_z tensiunea este nulă. Dacă tensiunea de ieșire $+U_s$ crește, aceasta este transmisă la IN$^+$ și comparatorul basculează, la terminalul V_z apare tensiune pozitivă. Aceasta se aplică porții de comandă a tiristorului pe care-l deschide. Curentul de intensitate ridicată va produce topirea fuzibilului. Pentru rapiditatea acționării protecției prin D_1—R_4 se realizează o buclă de reacție pozitivă care „zăvorește" circuitul de protecție în starea acționată.

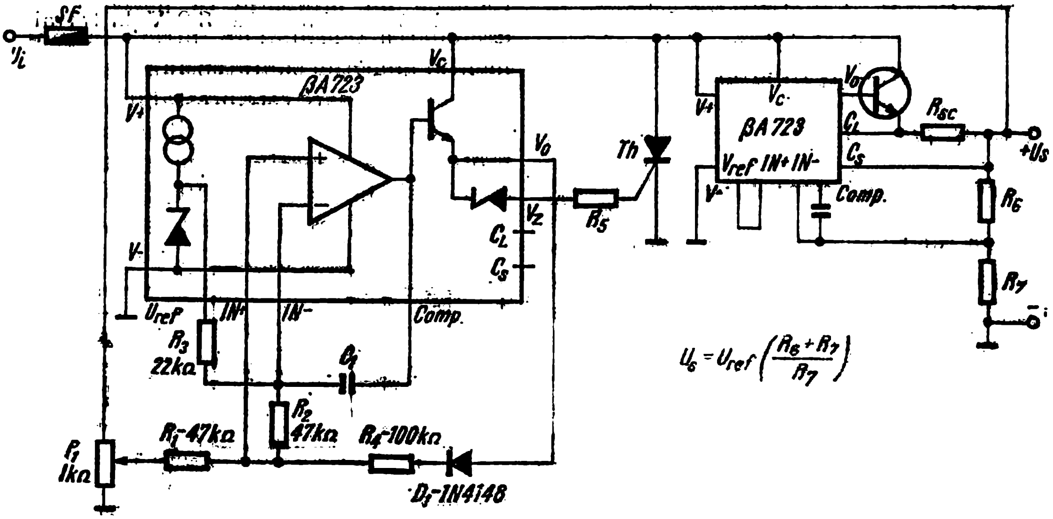


Fig. 22.11. Circuit de protecție, de precizie la supratensiune, cu βA 723 și tiristor.

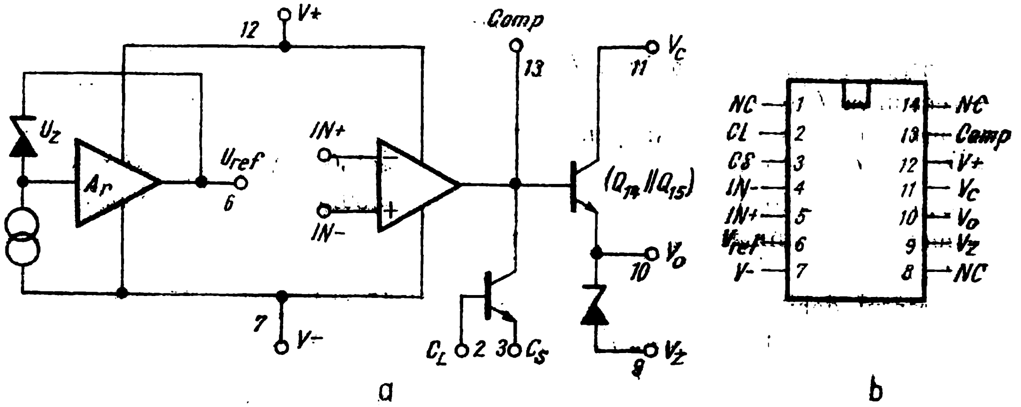


Fig. 22.12. Schema bloc a circuitului stabilizator de tensiune, de precizie βA 723, ROB 723 (a) și configurația terminalelor (b).

Avantajele tehnologiei circuitelor monolitice au determinat producătorii să realizeze circuite integrate stabilizatoare de tensiune. Circuitul cel mai reprezentativ din prima generație a circuitelor integrate stabilizatoare de tensiune este fără îndoială μA 723 fabricat și în țară: βA 723 (I.P.R.S.) și ROB 723 (I.C.C.E.). Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 22.12.

Tensiunea de referință U_{REF}, de 7,15 V, se obține de la blocul tensiunii de referință format dintr-o diodă Zener (U_z) compensată termic și amplificatorul tensiunii de referință A_r. La terminalul $U_{REF} = 7,15$ V (tipic), iar curentul debitat de sursa de referință $I_{REF} \leq 15$ mA. Rezultă de aici rezistența minimă a divizorului tensiunii de referință $R_{dr} > 7,15 \text{ V}/15 \text{ mA} > 5 \text{k}\Omega$.

Amplificatorul de eroare este un etaj diferențial, cu intrarea neinversoare IN+ și inversoare IN−, cu amplificarea în buclă deschisă $A_0 = 60$ dB. Prin conectarea unui capacitor de (0,1 ... 10) nF la terminalul COMP se realizează compensarea în frecvență a amplificatorului de eroare.

Elementul de reglaj serie este format din două tranzistoare în paralel (Q_{14} și Q_{15}) cu colectorul în gol, terminalul V_C, ieșirea pe emitor — terminalul V_0. Asemenea configurație permite conectarea unui tranzistor serie de putere, în exterior pentru mărirea curentului în sarcina stabilizatorului. Pentru curenți foarte mari (10 A) se poate conecta în exterior un montaj Darlington. Pentru translatarea nivelului de ieșire de la terminalul V_0, s-a introdus o diodă Zener cu $U_z = 6,2$ V la terminalul V_z, curentul prin terminalul V_z, $I_{V_z} = 25$ mA.

Protecția la suprasarcină se poate face cu una dintre metodele descrise anterior (simplă sau cu întoarcere), cu ajutorul tranzistorului Q_{16} care are colectorul legat în baza elementului serie, baza legată la terminalul C_L, iar emitorul la terminalul C_S.

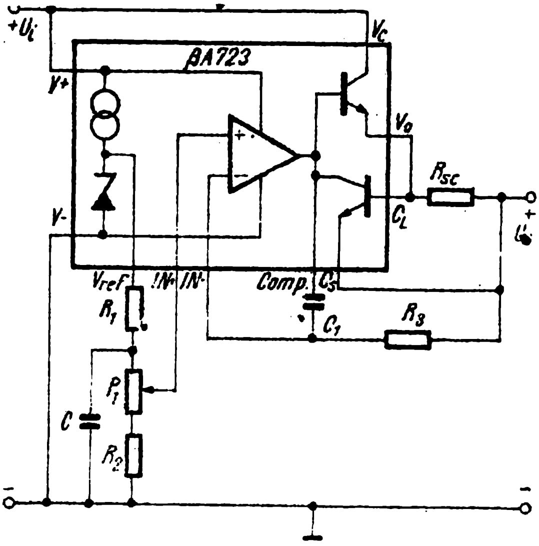
Pentru utilizarea în condiții corespunzătoare a circuitului βA 723 și βA 723C (ROB 723) prezentăm principalele valori limită absolute și caracteristici electrice, care trebuie să fie îndeplinite în schema de aplicație în orice condiții.

Valori limită absolute și caracteristici electrice	βA 723	βA 723C
— tensiunea de intrare maximă, U_{iM}:	40 V	30 V
— tensiunea $U_{iM} - U_s$:	3 ... 38 V	3 ... 28 V
— curentul de sarcină I_0: pentru $U_{iM} - U_s < 10$ V;	<150 mA	<150 mA
$U_{iM} - U_s > 10$ V;	<50 mA	<50 mA
— curentul de alimentare fără sarcină, $I_{gol\,max}$:	4 mA (tipic 2,3 mA)	
— curentul debitat de referință, I_{REF}:	15 mA	15 mA
— curentul debitat de ieșirea V_z, I_{V_z}	25 mA	25 mA
— tensiunea diferențială admisă între intrările amplificatorului de eroare:	(IN+) — (IN−) ≤ 5 V	
— tensiunea admisă pe intrările amplificatorului de eroare:	≤7,5 V	≤7,5 V
— puterea disipată: $I_0(U_i - U_s)$	<500 mW	<500 mW
— gama temperaturilor de funcționare:	0°C ... +70°C	

Mai jos prezentăm principalele configurații de stabilizatoare de tensiune cu βA 723 — ROB 723. Din punct de vedere al tensiunii stabilizate, schemele se împart în două mari categorii: de tensiune scăzută (2 ... 7) V, cînd tensiunea stabilizată este mai mică ca U_{REF} și de tensiune mare, cînd $U_s > U_{REF}$.

— Stabilizator de tensiune pozitivă scăzută, $U_s^+ \approx (2 ... 7)$ V (figura 22.13). Circuitul este prezentat ca schemă bloc pentru a se înțelege mai bine funcționarea schemei. Tensiunea stabilizată este dată de relația: $U_s = U_{REF}R_2/(R_1 + R_2)$ și se poate ajusta cu potențiometrul P_1 (care face parte din divizorul $R_1 - R_2$).

Valoarea rezistenței R_3 se alege pentru obținerea alunecării (driftului) minime de temperatură: $R_3 = R_1R_2/(R_1 + R_2)$. Curentul de sarcină este limitat prin intermediul rezistorului $R_{SC} = 0,65$ V/I_{LIM}. Valoarea admisă a curentului de sarcină depinde de diferența $U_i - U_s$; în orice caz trebuie îndeplinită condiția $I_{LIM}(U_i - U_s) < 500$ mW. Se recomandă adaptarea unui coeficient de reducere a sarcinii de circa 0,8. Tensiunea de intrare minimă trebuie să fie mai mare ca



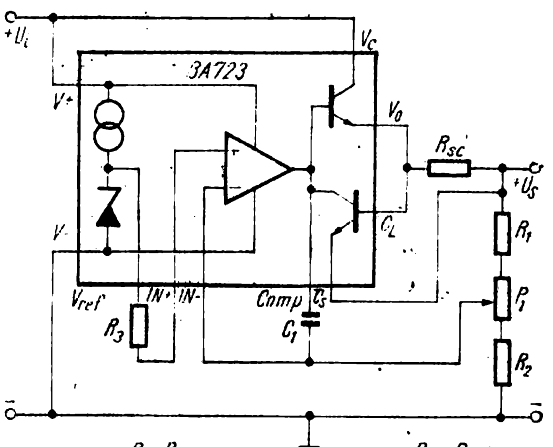
$U_s = U_{ref}\frac{R_2}{R_1+R_2}$; $U_{im} \geq 3V + U_s$; $R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}$; $R_1 + R_2 > 5k\Omega$

Fig. 22.13. Stabilizator de tensiune pozitivă scăzută, $U_s = (2 ... 7)$ V.

tensiunea stabilizată cu circa 3 V, $U_{im} \geqslant U_s + 3$ V. Capacitorul C de cîțiva nF reduce zgomotul prin decuplarea intrării neinversoare IN+.

— Schema stabilizatorului de tensiune pozitivă mare, $U_s = (7 \ldots 37)$ V pentru βA 723 și $U_s = (7 \ldots 28)$ V pentru βA 723C este prezentată în figura 22.14, unde se dă și formula pentru mărimea tensiunii stabilizate.

Pentru mărirea curentului din sarcina stabilizatorului se utilizează un tranzistor exterior. Curentul din sarcină poate crește la valoarea βI_0, unde β este factorul de amplificare în curent al tranzistorului exterior, iar I_0 este curentul pe care-l poate debita circuitul βA 723. La o diferență $U_i - U_s = 10$ V, $I_0 = 50$ mA, dacă $\beta = 50$ rezultă $I_s = 50 \times 50$ mA $= 2\,500$ mA $= 2{,}5$ A. Evident, curentul din sarcină I_s este limitat de puterea pe care o poate disipa tranzistorul exterior: $P_d = I_s(U_i - U_s)$. În schemele cu tranzistor exterior este necesar ca diferența $U_i - U_s \geqslant 3$ V $+ 0{,}7$ V $= 3{,}7$ V. Schema stabilizatorului de tensiune pozitivă mare și curent de sarcină ridicat este dată în figura 22.15.


+Ui
βA723
V+
V-
Vc
Vo
Rsc
+Us
R1
P1
R2
CL
Cs
Vref
IN+
IN-
Comp
R3
C1

$$U_s = U_{ref}\,\frac{R_1+R_2}{R_2}\ ;\ U_{im} \geqslant 3\,V + U_s\ ;\ R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}$$

Fig. 22.14. Stabilizator de tensiune pozitivă mare, $U_s = (7 \ldots 37)$ V.

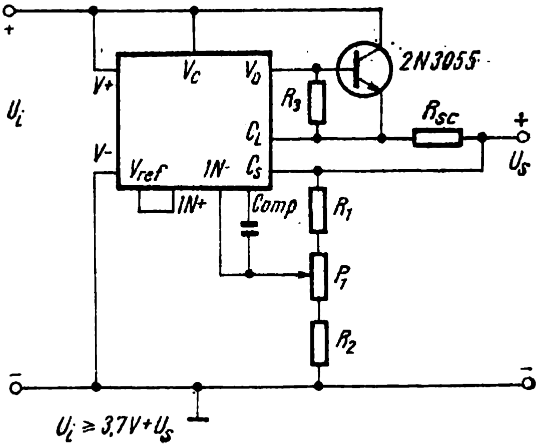
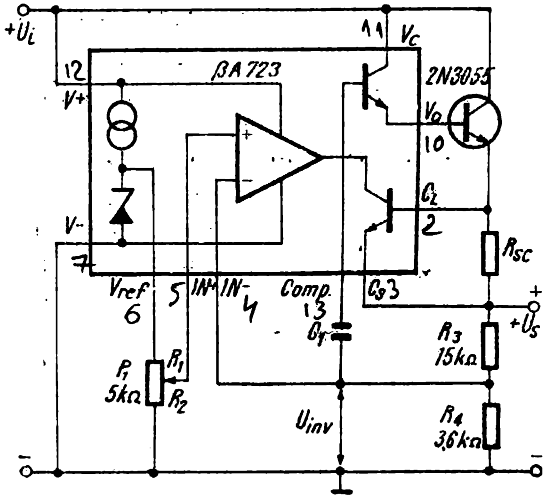

+
Ui
V+
V-
Vc
Vo
CL
Cs
Vref
IN-
IN+
Comp
R3
2N3055
Rsc
+
Us
R1
P1
R2
-
Ui ≥ 3,7V+Us

Fig. 22.15. Stabilizator de tensiune pozitivă mare și curent de sarcină ridicat.

$$U_s = U_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Cu schema stabilizatorului de tensiune pozitivă din figura 22.16 se poate


+Ui
12
V+
βA 723
11
Vc
2N3055
Vo
10
CL
2
V-
7
Vref
6
5
IN+
IN-
4
Comp.
13
Cs 3
Cr
Rsc
+
+Us
R3
15kΩ
R4
3,6kΩ
P1
5kΩ
R1
R2
Uinv
-

$$U_s = 5{,}2 \cdot U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}\ ;\ U_{inv} \leqslant U_{ref} - 0{,}75\,V$$

$$\frac{R_3+R_4}{R_4} = 5{,}2\ ;\ R_{sc} = \frac{0{,}65}{I_{lim}}\ ;\ U_{im} \geqslant 3{,}7\,V + U_s$$

Fig. 22.16. Stabilizator de tensiune pozitivă, cu U_s reglabilă între $(4 \ldots 35)$ V și curent de sarcină ridicat.

regla tensiunea de ieşire între +4 V ... ... +35 V. Tensiunea pe intrarea inversoare U_{INV} este obţinută pe divizorul $R_3 = R_4$, cu raportul de divizare ales la 5,2; în aceste condiţii U_{INV}, în toată plaja tensiunii de ieşire, este mai mică decît U_{REF}. Pe intrarea neinversoare se aplică tensiunea de referinţă divizată de P_1 (5 k Ω), astfel tensiunea stabilizată este $U_s \doteq 5{,}2\, U_{REF}R_2/(R_1 + R_2)$. Prin utilizarea tranzistorului extern de tip 2N3055 se pot obţine curenţi de valoare ridicată (0,5 ... 1,5) A.

Cu circuitul βA 723 se pot realiza stabilizatoare de tensiune negativă (fig. 22.17). Alimentarea V_+ a circuitului se face de la polul pozitiv al redresorului, iar V_- se ia de la ieşirea stabilizată. În această configuraţie U_{REF} se aplică intrării inversoare, iar o parte divizată din U_s se aplică intrării neinversoare. Tranzistorul exterior este de tip *pnp* şi baza acestuia este polarizată de R_s şi este conectată la terminalul V_z.

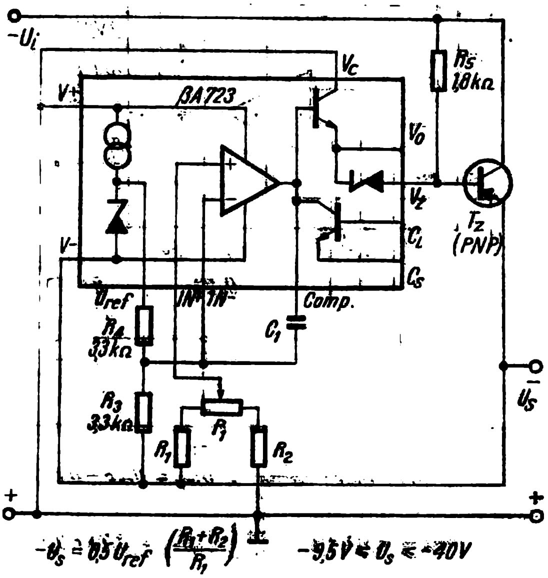
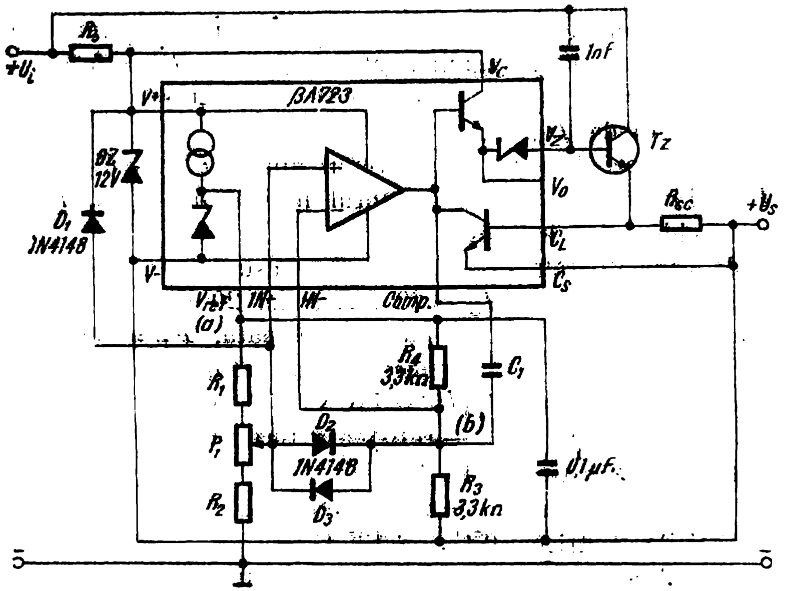


Fig. 22.17. Stabilizator de tensiune negativă cu tensiune de ieşire între (—9,5 ... —40) V şi curent de sarcină ridicat.

Datorită faptului că circuitul este alimentat între masă şi ieşirea stabilizată, tensiunea de intrare este limitată numai de caracteristicile tranzistorului exterior (U_{CE} şi P_d).

Pentru tensiuni stabilizate mai mari ca 37 V se adoptă o schemă de stabilizator în care circuitul βA 723 este alimentat (între V_+ şi V_-) numai dintr-o fracţiune din tensiunea de intrare. Se pot astfel stabiliza tensiuni de zeci de volţi. Acest mod de lucru se numeşte în literatura tehnică: regim flotant. În schema prezentată în figura 22.18 întîlnim un stabilizator de tensiune în regim flotant ($U_s = 50$ V). Alimentarea V_+, V_- se face de la bornele diodei Zener de 12 V, avînd ca rezistenţă de balast pe R_5. Valoarea rezistenţei R_5 se calculează ţinînd seama şi de curentul de colector al tranzistorului serie (terminalul V_c). Curentul prin R_5 minim I_{nm}, este format din: curentul absorbit de circuitul βA 723 în gol, $I_{gol} \equiv 2{,}3 ... 4$ mA, curentul prin dioda Zener care asigură alimentarea, $I_z \doteq 20 ... 50$ mA şi curentul de colector al tranzistorului serie din circuit $I_C \doteq I_{sM}/\beta_{Tz}$, β_{Tz} fiind factorul de amplificare al tranzistorului exterior. Tensiunea în punctul (*a*) este: $U_a = U_s + U_{REF}$, iar în (*b*) este: $U_b = U_s + U_{REF}R_3/(R_3 + R_4)$; dacă $R_3 = R_4$ rezultă tensiunea de ieşire stabilizată $U_s = 0{,}5\,U_{REF}(R_2 - R_1)/R_1$. Şi la această schemă baza tranzistorului exterior este conectată la ieşirea V_z.



$$U_S = 0{,}5 \cdot U_{ref} \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1}\right)$$

$$R_5 = \frac{U_{i\,min} - U_S - U_Z}{I_{dm}}$$

$$I_{dm} = I_{qd} + I_Z + \frac{I_{SM}}{\beta_{Tz}}$$

Fig. 22.18. Stabilizator de tensiune pozitivă în regim flotant ($U_S = +50$ V).

În schema din figura 22.18 apar unele metode de protecție a circuitului integrat. Astfel, D_1, D_2 și D_3 sînt diode rapide (de comutație) și au rolul de a proteja circuitul integrat la apariția unor tensiuni tranzitorii, care pot să apară la conectarea sau deconectarea tensiunii de alimentare. Capacitorul de 1 nF între bază și colectorul tranzistorului exterior micșorează zgomotul sursei. Problema protecției circuitelor monolitice (integrate) este mai delicată decît la schemele cu componente discrete. Este suficient să amintim că în cazul circuitelor integrate componentele (tranzistoare, diode, rezistoare) sînt realizate fiecare pe arii izolate între ele cu materiă semiconductoare de o anumită impurificare (P sau N). Inversarea polarității tensiunii poate produce defectări catastrofice în circuitul integrat. Tensiunile de polarități inverse pot să apară la manevrarea defectuoasă a circuitului sau la conectarea și deconectarea tensiunilor pe sarcini reactive (inductive și capacitive). O metodă generală de protecție în cazul lucrului cu sarcini reactive este protecția circuitelor integrate cu diode rapide. În figura 22.19 prezentăm schema generală de protecție cu diode a stabilizatorului de tensiune integrat. Dioda D_3 este blocată pentru tensiunea de ieșire a stabilizatorului, dar pentru tensiuni de polarități in-

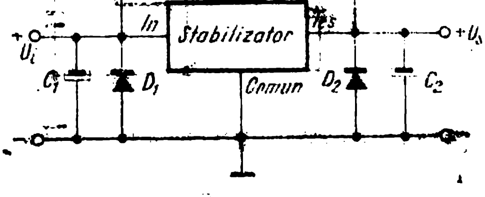


Fig. 22.19. Ilustrarea modului de protecție cu diode a stabilizatorului de tensiune monolitic.

verse dioda este în sens de conducție și va scurtcircuita eventualele tensiuni tranzitorii ce pot apare pe sarcini inductive. Același rol îl are dioda D_1, pentru intrarea în stabilizator. Dioda D_2 protejează C.I. cînd la intrare se produc scurtcircuite accidentale, în special cele produse de capacitoarele cu tantal solid (în care se produc microscurtcircuite nedistructive). Capacitorul C_2 în asemenea situații se poate descărca prin D_2 și nu prin circuitul integrat.

Stabilizatoarele de tensiune din generația a doua aduc îmbunătățiri în ce privește: a) caracteristicile electrice și b) fiabilitatea circuitelor. Se poate aminti: mărirea curenților de ieșire 0.5 A (ROB 317) 3 A (ROB 323 și βM 323); compensare de frecvență internă, protecție termică internă, asigurarea funcționării în aria de siguranță a tranzistorului serie, număr de componente exterioare mic, proiectare simplă etc.

În figura 22.20 prezentăm schema stabilizatorului de tensiune pozitivă cu trei terminale ROB 323 — βM 323. Principalele caracteristici electrice ale circuitului sînt:

— tensiunea de ieșire la curentul de sarcină între 0 și 3 A, $U_0 = 5$ V

— tensiunea de intrare maximă, $U_{iM} = 20$ V

— diferența dintre $U_{iM} - U_0$, 2 V

— curentul maxim de ieșire, $I_0 = 3$ A

— curentul consumat în gol, $I_Q = 12$ mA (max 20 mA)

— puterea disipată, $P_D = 30$ W

— curentul de scurtcircuit, $I_L(U_i = 7.5\ \mathrm{V}) = 4$ A

— rezistența termică joncțiune-capsulă, 2°C/W

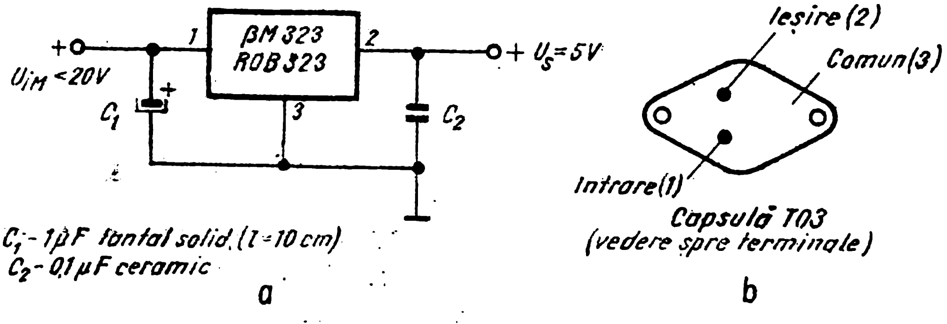
— gama temperaturilor de lucru, 0°C ... +125°C

La utilizarea stabilizatoarelor de tensiune fixă cu trei terminale se vor ține seamă de următoarele recomandări:

— conductoarele de legătură cu circuitul vor fi cît mai scurte și cu diametru mare pentru minimizarea inductanțelor parazite;

— conectarea tuturor terminalelor componentelor la un singur punct de masă, evitîndu-se „buclele de masă";

— dacă circuitul se montează la o distanță mai mare de 10 cm de capacitorul de filtraj al redresorului, între intrare și masă este necesară conec-



a

b

Fig. 22.20. Stabilizatorul de tensiune pozitivă fixă, cu trei terminale: βM 323 și ROB323; a) schema de aplicație tipică; b) specificația terminalelor — capsula TO 3.

tarea unui capacitor ceramic de 0.33 μF sau cu tantal de 1 ... 2 μF sau electrolitic cu aluminiu de 25 ... 50 μF.

— între ieșire și masă se conectează un capacitor care să prezinte reactanță mică la frecvențe înalte, dar și la frecvențele de lucru a montajelor alimentate; la circuite de impulsuri se va conecta și un capacitor electrolitic de 50 ... 100 μF;

— se vor analiza la fiecare aplicație în parte natura impedanțelor de sarcină și fenomenele tranzitorii și se vor aplica de la caz la caz metodele de protecție cu diode rapide.

Cîteva aplicații ale circuitelor cu trei terminale sînt prezentate în cele ce urmează.

Cu circuitele stabilizatoare de tensiune fixă se pot realiza și scheme de stabilizatoare cu tensiune reglabilă (figura 22.21). Prin modificarea potențialului terminalului 3 (comun) cu un divizor de tensiune R_1—R_2 tensiunea de ieșire este: $U_s = U_0(1 + R_2/R_1) + I_G R_2$, unde $I_G = 20$ mA și $U_0 = 5$ V.

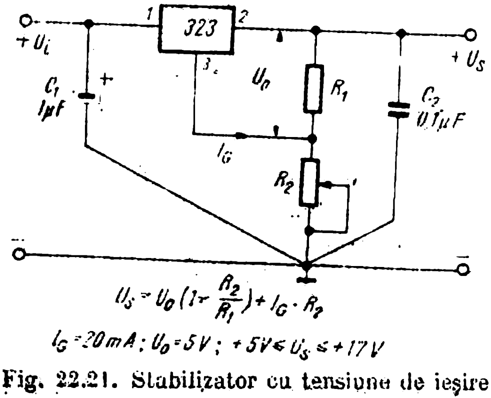

323
1
2
3
$+U_i$
C_1
1μF
+
U_0
R_1
$+U_s$
C_2
0.1μF
I_G
R_2
$U_s = U_0(1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_G \cdot R_2$
$I_G = 20 mA; U_0 = 5 V; +5 V \leq U_s \leq +17 V$

Fig. 22.21. Stabilizator cu tensiune de ieșire ajustabilă, cu βM 323 — ROB 323.

O variantă cu performanțe îmbunătățite a stabilizatorului cu tensiune de ieșire ajustabilă este prezentată în figura 22.22. Potențialul terminalului comun (3) este determinat tot de divizorul de tensiune de la ieșirea stabilizatorului, dar este aplicat printr-un etaj repetor de tensiune realizat cu amplificatorul operațional βA 741. Impedanța de ieșire a repetorului de tensiune fiind foarte mică, curentul de gol I_G al circuitului stabilizator nu mai are o contribuție la tensiunea de ieșire, dată de formula: $U_s = (1 + R_2/R_1)U_0$.

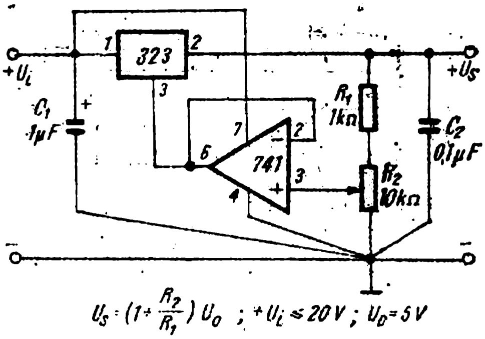


Fig. 22.22. Schema stabilizatorului cu tensiunea de ieșire ajustabilă, cu caracteristici îmbunătățite, cu βA 741.

Majoritatea montajelor cu circuite integrate liniare sînt alimentate de la surse duble, cu tensiune pozitivă și negativă. Pentru realizarea tensiunilor negative se produc circuite integrate stabilizatoare de tensiune negativă. Aceste circuite sînt mai puțin extinse și s-au conceput scheme de stabilizatoare duale numai cu regulatoare pozitive.

În figura 22.23 prezentăm schema unui stabilizator de tensiune fixă de +5 V și −5 V, realizat cu două circuite βM 323 — ROB 323. Cele două redresoare dublă alternanță echipate cu diodele D_1—D_2 respectiv D_3—D_4,

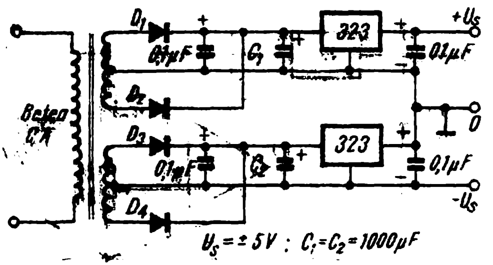


Fig. 22.23. Stabilizator de tensiune fixă pozitivă și negativă.

alimentează cele două circuite stabilizatoare. Cele două tensiuni +5 V și −5 V sînt culese în raport cu masa 0. Tensiunea negativă este stabilizată de circuitul care are ieșirea (*2*) legată la masă.

Stabilizatoarele de tensiune duale se pot realiza și în varianta prezentată în figura 22.24. Tensiunea negativă este stabilizată și „urmărește“ tensiunea pozitivă de la ieșirea circuitului stabilizator (βM 323). Asemenea scheme se numesc *stabilizatoare de tensiune duale cu urmărire*. La intrarea inversoare a amplificatorului operațional βA 741 se aplică de la divizorul $R_1 - R_2$ o fracțiune din tensiunea de ieșire $+U_s$. Tensiunea negativă de la ieșirea lui βA 741 se aplică bazei unui tranzistor tip *pnp*. Variațiile tensiunii $+U_s$ vor fi urmărite (prin βA 741 și tranzistorul *pnp*) și de tensiunea $-U_s$. Raportul dintre $+U_s$ și $-U_s$ este dat de raportul celor două rezistoare R_1 și R_2. după relația: $+U_sR_2 = -U_sR_1$. Avînd $+U_s = 5$ V și $R_1 = R_2$ rezultă $-U_s = 5$ V. Tensiunea de intrare nu trebuie să depășească tensiunea de intrare admisă pentru circuitul stabilizator (pentru βM 323: 20 V).

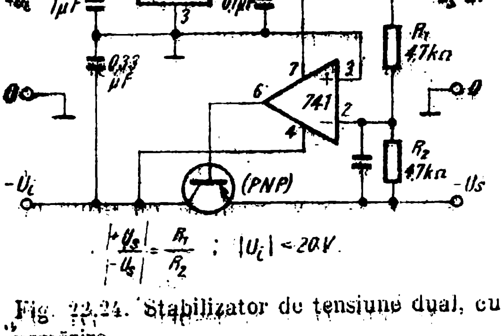


Fig. 22.24. Stabilizator de tensiune dual, cu urmărire.

Pentru realizarea tensiunilor de alimentare reglabile s-au produs circuite integrate stabilizatoare la care intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare este legată la un terminal al circuitului. Astfel există acces din exterior la această intrare (IN−) și cu un simplu divizor de tensiune se poate regla la tensiunea de ieșire.

ALIMENTAREA DE LA BATERII

Alimentarea aparatelor portabile se face de la acumulatoarele electrice sau de la elemente galvanice numite uzual: baterii electrice.

Aparatele care se alimentează din baterii electrice au nominalizată tensiunea de alimentare și curentul consumat în condiții de funcționare normală. De asemenea, în cazul aparatelor portabile se dispune și de un anumit spațiu limitat destinat bateriilor.

Bateriile electrice sînt formate din elemente galvanice Leclanché, conectate în serie sau în paralel. Tensiunea electromotoare *E* a elementului (pilei) Leclanché cu electrod de zinc (polul negativ) și electrod din bioxid de mangan cu colector de cărbune (polul pozitiv) este în jur de **1,5 V.**

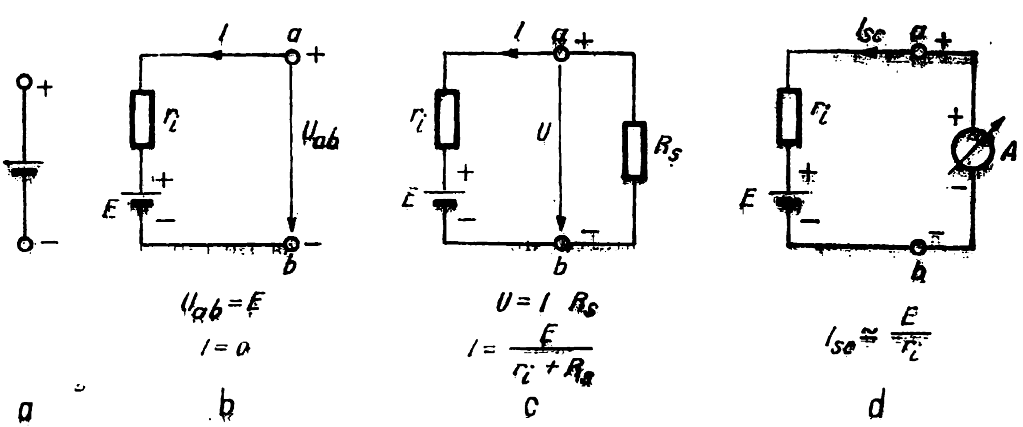


Fig. 22.25. a) Simbolul elementului galvanic; b) schema electrică echivalentă a elementului galvanic în gol; c) schema electrică echivalentă a elementului galvanic în sarcină; d) măsurarea curentului de scurtcircuit.

Principalele caracteristici electrice ale bateriilor electrice sînt (fig. 22.25 și tabelul 22.II);

— **Tensiunea electromotoare, E, este tensiunea măsurată la bornele bateriei în gol, adică fără consumator. Pentru un element $E = 1{,}5$ V, pentru n elemente** în serie: $E = 1{,}5 \times n$.

— **Tensiunea în sarcină, U, este tensiunea măsurată la bornele bateriei** cu un anumit consumator, cu rezistența R_s. Pentru tipurile de baterii fabricate în țară, valoarea rezistenței de măsurare a tensiunii în sarcină sînt normalizate și le prezentăm în tabelul alăturat. Dacă rezistența sarcinii este mai mică, deci curentul consumat mai mare, **tensiunea în sarcină va fi mai mică față de valorile din tabel.**

— **Curentul de scurtcircuit, I_{sc}, este curentul măsurat cu ampermetrul conectat la bornele bateriei,** timp de 1—2 secunde. Pentru bateriile bune se dau valorile lui I_{sc} în tabel.

— Capacitatea electrică a bateriei, Q, caracterizează posibilitățile de utilizare, în anumite condiții de funcționare a bateriei. Capacitatea bateriei se poate exprima fie prin timpul de descărcare pe o anumită rezistență R_{ds} pînă la atingerea tensiunii de oprire U_f, fie prin cantitatea de electricitate ce

Tabelul 22.II

Tipul bateriei	E [V]	R_s [Ω]	U [V]	I_{sc} [A]	R_{ds} [Ω]	t [*min*]	U_f [V]	Q [Ah]	T [*luni*]
R6	1,5	5	1,42	2,5 ... 5	75	240/zi	0,9	0,8	6
R14	1,5	5	1,42	4 ... 6	75	240/zi	0,9	2,30	6
R20	1,5	5	1,49	6 ... 8	40	240/zi	0,9	5,0	6
3R12	4,5	15	4,2	3 ... 5	225	240/zi	2,7	1,15	6
2R10	3,0	10	2,9	3 ... 4					
6F22	9,5	900	9,3	0,4 ... 0,6	900	240/zi	5,4	0,25	12

se poate consuma pînă la atingerea tensiunii de oprire.

Tensiunea de oprire, U_f, rezistența de sarcină de descărcare, R_{ds}, și capacitatea Q în Ah (amperi-ore) pentru bateriile românești sînt date în tabel. De asemenea, se dă capacitatea de serviciu a bateriei, exprimată în minute/zi (t), cu R_{ds} și U_f respective. De exemplu, o baterie poate să funcționeze 4 ore (240 min) pe zi pînă cînd tensiunea la bornele ei scade la $U_f = 0{,}9$ V. Dacă un receptor cu tranzistoare consumă un curent de 25 mA și este alimentat de la o baterie tip 6F22, aceasta, avînd $Q = 0.25$ Ah, va putea funcționa timp de 10 ore pînă la scăderea tensiunii la $U_f = 5{,}4$ V. Capacitatea bateriei scade cu creșterea timpului de păstrare, datorită fenomenului de autodescărcare. Timpul de păstrare T [în luni] garantat pentru baterii este dat în tabel. Data fabricației bateriei este codificată cu trei cifre și se marchează pe corpul bateriei. Primele două cifre indică săptămîna, iar a treia ultima cifră a anului. De exemplu, o baterie marcată cu 174 este fabricată în săptămîna a 17-a din anul 1984.

Pentru alimentarea unor consumatori mai mari se poate realiza legarea bateriilor în serie și/sau în paralel. În asemenea situații se recomandă:

- bateriile să fie din același lot de fabricație — același cod.
- timpul de serviciu să fie cu intermitență, pentru ca bateriile să se poată regenera;
- nu se vor înlocui numai o parte din bateriile uzate; trebuie schimbat tot setul;
- în timpul nefolosirii aparatului, bateriile se vor scoate din acesta;
- compartimentul și contactele pentru baterii, din aparate, vor fi periodic curățate cu spirt, pentru a se îndepărta urmele de lichid care pot proveni din baterii. Se poate aplica același regim și bateriilor prin ștergere cu o cîrpă îmbibată cu spirt;
- bateriile uzate nu se regenerează prin diferite artificii: încălzire, reîncărcare etc.;
- scurgerea de electrolit din baterii poate fi datorată unui consum prea mare (anormal) și învechirii bateriilor.

Capitolul 23

DISIPAȚIA CĂLDURII

fiz. **ALEXANDRU MĂRCULESCU**

GENERALITĂȚI

În interiorul dispozitivelor electronice se dezvoltă, în timpul funcționării, prin efect Joule, cantități însemnate de căldură. Dacă nu se iau măsuri eficiente de evacuare într-un ritm corespunzător a acestei energii în mediul ambiant, temperatura internă poate crește excesiv, ducînd la distrugerea componentelor respective. În cazul particular al dispozitivelor semiconductoare, depășirea temperaturilor maxime admise duce, de regulă, la străpungerea joncțiunilor prin avalanșă termică.

Prin construcție, orice piesă are o anumită capacitate proprie de evacuare în mediul ambiant a căldurii dezvoltate în interiorul său. De cele mai multe ori însă — și în special în cazul componentelor semiconductoare de putere (tranzistoare, tiristoare, diode etc.) — ritmul în care capsula poate disipa căldura este mult mai mic decît disponibilitățile electrice reale ale piesei. Pentru a înlătura această limitare constructivă, justificată din considerente de gabarit și de cost, dispozitivele de putere se montează aproape întotdeauna pe *radiatoare termice* dimensionate adecvat.

Pentru calculul radiatoarelor există numeroase metode, de la simple grafice, tabele sau nomograme, pînă la formule complexe care țin cont simultan de natura materialului, grosime, formă, poziție, starea și culoarea suprafeței etc. Indiferent de metoda de calcul aleasă, la realizarea și montarea radiatoarelor constructorul amator trebuie să țină cont, în plus, de unele criterii și reguli de bază, dintre care o parte le vom aminti pe scurt în cele ce urmează.

Să considerăm exemplul tipic al unui tranzistor de putere montat pe radiator. Căldura dezvoltată în tranzistor (în special în joncțiunea bază-colector) este transferată capsulei prin rezistența termică joncțiune-capsulă, R_{thj-c}. Aceasta din urmă este un parametru constructiv al tranzistorului, pe care nu avem cum să-l influențăm și trebuie să-l considerăm ca atare. O mică parte din căldura primită este disipată în mediul ambiant direct de către capsulă, prin rezistența termică T_{thc-a} (capsulă-ambiant), un alt parametru constructiv al tranzistorului. Cea mai mare parte din energia calorică se scurge însă prin rezistența de contact capsulă-radiator (R_{thc-r}) la radiator și de aici, prin rezistența R_{thr-a} (radia-

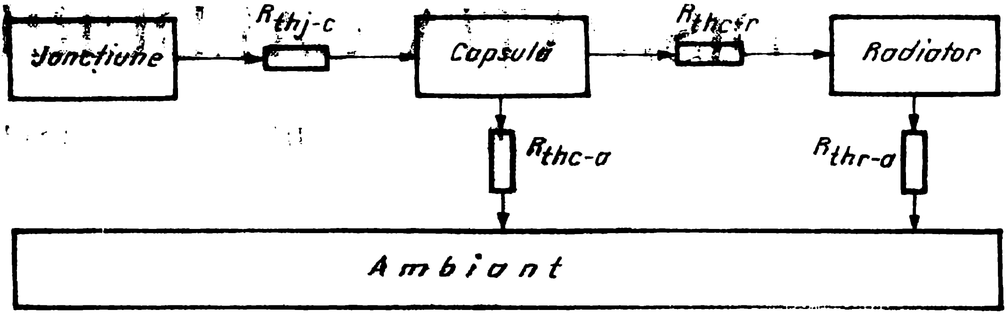


Fig. 23.1. Traseul fluxului termic la tranzistoare.

tor-ambiant), este în cele din urmă evacuată în mediul ambiant. Traseul fluxului termic este reprezentat schematic în figura 23.1.

În cazul puterilor mari, de zeci sau sute de wați, disipația directă a capsulei poate fi neglijată în comparație cu contribuția substanțială a radiatorului; practic, întreaga energie termică urmează calea „scurtcircuitului" R_{thc-r} + + R_{thr-a}, iar ecuația transferului ia forma simplificată:

$$\Delta t = t_j - t_a = P_d(R_{thj-c} + R_{thc-r} + + R_{thr-a}), \quad (1)$$

unde am notat cu t_j și t_a — temperatura joncțiunii, respectiv temperatura ambiantului (ambele exprimate în grade Celsius), iar cu P_d — puterea disipată (în wați).

În practică, temperatura mediului ambiant este luată la valoarea sa maximă preconizată, $t_{a\,max}$, fiind de regulă independentă de voința noastră. Ea se alege între 30°C și 40°C pentru aparatele care urmează să funcționeze în condiții „climatice" normale, cum este cazul aparatelor realizate de constructorii amatori.

La rîndul său, temperatura maximă admisă a joncțiunii, $t_{j\,max}$, este o constantă a tranzistorului (orientativ între 75°C și 100°C pentru cele cu germaniu, respectiv între 150°C și 200°C pentru cele cu siliciu).

Prin urmare, pentru a mări puterea de disipație termică a ansamblului tranzistor + radiator, avem la dispoziție următoarele pîrghii principale:

1. — reducerea temperaturii ambiante maxime în vecinătatea radiatorului;

2. — reducerea rezistenței termice de contact capsulă-radiator;

3. — reducerea rezistenței termice radiator-ambiant.

MĂSURI PRACTICE

Enumerăm cîteva dintre măsurile practice recomandate pentru creșterea puterii de disipație pe cele trei căi amintite.

1. Radiatoarele componentelor de putere mare se plasează, de regulă, la exterior, pe pereții laterali ai carcasei aparatului. Dacă ele sînt prevăzute cu aripioare, acestea se poziționează vertical, pentru a se asigura o cît mai bună circulație a curenților de aer în lungul suprafeței lor (autoventilație). Mai rar, la puteri foarte mari, se impune utilizarea unor sisteme de răcire forțată, ca de exemplu ventilația artificială. Indiferent dacă au sau nu radiatoare la exterior, aparatele electronice se plasează cît mai departe posibil de sursele de căldură din mediul ambiant (calorifere, reșouri, becuri cu incandescență, radiația solară etc.). Atunci cînd sînt montate în interior, radiatoarele se plasează cît mai departe de celelalte piese cu încălzire apreciabilă (transformatoare, rezistoare de putere, becuri etc.). Cutia aparatului trebuie prevăzută cu găuri (sau fante) de aerisire pe pereții laterali, jos și sus, dacă este posibil și pe fund, cînd acesta este distanțat față de suport. Cînd vorbim de surse învecinate de căldură, trebuie să ne gîndim la toate cele trei moduri de propagare, respectiv prin conducție, convecție și radiație.

Pentru a asigura o cît mai bună circulație a curenților de aer de autoventilație, suprafața radiatorului trebuie să fie cît mai netedă, fără asperități sau obstacole pe direcția jos-sus; în niciun caz suprafața radiatorului nu se vopsește (vopseaua frînează circulația superficială a aerului), ci eventual se tratează chimic pentru a căpăta o culoare cît mai închisă, preferabil negru-mat.

Din punctul de vedere al preluării energiei radiate de capsulă, este indiscutabil avantajos ca radiatorul să fie negru-mat. Noi urmărim prin toate mijloacele să ușurăm, să grăbim răcirea capsulei, deci nu avem nici un interes să montăm tranzistorul pe o „oglindă“ (radiator alb-strălucitor), care să-i reflecte înapoi o bună parte din energia radiată deja prin capsulă. Avantajul negrului-mat se face puternic simțit la radiatoarele mici și în special pentru formele care „înconjură“ capsula piesei pe un unghi solid cît mai mare. Atunci cînd radiatorul este plasat în interiorul aparatului, negrul-mat oferă și avantajul preluării unei bune părți din energia radiată de către alte piese calde din apropiere, pe care, de asemenea, avem interesul să le răcim eficient. În cazul plasării la exterior, se poate ridica și problema inversă, adică radiatorul poate prelua o parte din energia radiată de sursele calorice învecinate, funcție nedorită pe care culoarea neagră o amplifică.

2. Dispozitivele electronice se montează pe radiatoare prin presarea capsulei în orificii adecvate ale radiatorului sau, mai frecvent, prin prindere în șuruburi. Din considerente de alt ordin, montarea poate fi cu sau fără izolație electrică între capsulă și radiator. Fără discuție, montarea directă (neizolată) este avantajoasă din punct de vedere al transferului de căldură, oferind posibilitatea unui contact termic intim între capsulă și radiator. Ea este utilizată la puteri de disipație foarte mari sau atunci cînd capsula dispozitivului nu este conectată intern la unul din terminale. Se recomandă exploatarea la maximum a suprafețelor disponibile de contact. În acest scop orificiile pentru șuruburi și pentru terminale se dau la diametrul necesar, suprafețele de contact se șlefuiesc atent, iar șuruburile se string cît mai bine. Pentru înlăturarea stratului de aer dintre capsulă și radiator (datorat imperfecțiunii suprafețelor de contact),

se recomandă ca, înainte de montare, acestea să fie unse cu un strat fin de vaselină siliconică.

Atunci cînd izolarea electrică se impune, mediatorii folosiți trebuie să fie în același timp buni izolatori electrici, buni conducători termici și rezistenți la temperatura de lucru preconizată. De regulă, fețele plane ale pieselor se izolează de radiator prin folii subțiri de mică (unse pe ambele fețe cu vaselină siliconică), iar șuruburile se izolează prin șaibe speciale (tubulare) sau chiar prin varniș din material textil impregnat sau din fibră de sticlă (nu din material plastic).

Tranzistoarele se plasează cît mai central pe radiator, iar dacă sînt două sau mai multe piese pe un radiator comun, ele se dispun cît mai uniform. Este indicat ca în zona de prindere, materialul din care este confecționat radiatorul să aibă o grosime mai mare, pentru evacuarea cît mai rapidă a căldurii din vecinătatea capsulei.

3. Rezistența termică radiator-ambiant este de cele mai multe ori principalul factor care limitează superior puterea de disipație a ansamblului tranzistor-radiator. Din fericire, tocmai asupra acestui element avem cele mai multe posibilități de acționare, deoarece valoarea lui R_{thr-a} depinde de o gamă foarte largă de factori, dintre care o parte îi vom analiza pe scurt în cele ce urmează.

a) Natura materialului din care este confecționat radiatorul intervine în special prin conductibilitatea termică a materialului, λ (rezistența scade cu creșterea lui λ). Gama materialelor utilizate de constructorii amatori se restrînge practic la cupru, alamă, aluminiu și fier. Cel mai bun este cuprul, dar și cel mai costisitor și greu de procurat. Se utilizează cel mai frecvent aluminiul, foarte bun și el, de obicei sub formă de tablă cu grosimea cuprinsă între 1 mm și 3 mm. Au început, de asemenea, să fie utilizate pe scară largă radiatoarele „uzinate" din aluminiu, cu diferite profiluri și dimensiuni. Pentru radiatoarele mici (a căror suprafață exterioară are aria sub 50 cm^2), natura materialului este puțin importantă, astfel că se pot folosi practic orice profiluri metalice de forme și dimensiuni adecvate.

b) Grosimea materialului, d, respectiv grosimea medie, dacă secțiunea nu este uniformă, influențează puternic rezistența termică radiator-ambiant, în special la suprafețe foarte mari (rezistența scade cu creșterea grosimii). Pentru radiatoarele mici (pînă la zeci de centimetri pătrați), grosimea nu are totuși o influență apreciabilă.

c) Aria suprafeței exterioare a radiatorului, S (în cazul formelor simetrice se ia prin convenție aria unei singure fețe) are cea mai mare pondere în determinarea valorii R_{thr-a}, deoarece răcirea radiatorului se face în cea mai mare parte prin radiație și convecție. Într-adevăr, pentru un material dat putem deduce o corespondență aproximativă între rezistența termică radiator-ambiant (o vom nota prescurtat R_r) și aria S, de forma:

$$R_r = A + \frac{B}{S}, \tag{2}$$

unde valorile coeficienților numerici A și B „țin cont" de ceilalți factori negli-

Tabelul 23.I

Poziție	*Culoare* → *Grosime* [*mm*] ↓	*Radiator negru-mat* [°C/W]	*Radiator alb-strălucitor* [°C/W]
Radiator vertical	$d = 3$	$R_r = 1{,}05 + \frac{293}{S}$	$R_r = 1{,}23 + \frac{553}{S}$
	$d = 2$	$R_r = 1{,}29 + \frac{293}{S}$	$R_r = 1{,}51 + \frac{553}{S}$
	$d = 1$	$R_r = 1{,}82 + \frac{293}{S}$	$R_r = 2{,}14 + \frac{553}{S}$
Radiator orizontal	$d = 3$	$R_r = 1{,}08 + \frac{325}{S}$	$R_r = 1{,}28 + \frac{650}{S}$
	$d = 2$	$R_r = 1{,}32 + \frac{325}{S}$	$R_r = 1{,}57 + \frac{650}{S}$
	$d = 1$	$R_r = 1{,}87 + \frac{325}{S}$	$R_r = 2{,}23 + \frac{650}{S}$

jați (grosime, culoare, poziție etc.). În tabelul 23.I sînt date expresiile numerice aproximative ale relației (2) pentru cîteva cazuri particulare de radiatoare din tablă de aluminiu. S-a notat cu S aria unei singure fețe (în cm^2), iar rezistența R_r rezultă în °C/W.

Urmărind variația coeficienților din tabel, observăm că suprafața radiatorului este determinantă în ceea ce privește stabilirea lui R_r numai pînă la o anumită limită dictată de acțiunea conjugată a grosimii materialului, a poziției radiatorului și a culorii suprafeței sale. Chiar dacă suprafața crește foarte mult (teoretic infinit), rezistența R_r rămîne finită (nenulă), valoarea „reziduală“ pentru $S = \infty$ (coeficientul A din formulă) scăzînd pronunțat cu creșterea grosimii d, cu poziționarea verticală a radiatorului și cu înnegrirea lui.

Pentru a obține valori R_r foarte mici nu este suficient să mărim suprafața, să înnegrim radiatorul și să-l poziționăm vertical; trebuie, în plus, să asigurăm o anumită grosime minimă a materialului.

Pentru o grosime dată a materialului și o suprafață dată, calitatea radiatorului se înrăutățește (R_r crește) în ordine de la negru-mat vertical la negru-mat orizontal, alb-strălucitor vertical, alb-strălucitor orizontal. Prin urmare, condiția de înnegrire este mai importantă decît poziționarea verticală. Pentru suprafețe mici, pînă la zeci de centimetri pătrați, înnegrirea reduce substanțial rezistența termică a radiatorului (cu circa 50%).

Relațiile prezentate sînt valabile cu aproximație pentru radiatoarele artizanale simple, de formă dreptunghiulară sau circulară. În cazul modelelor cu profil special (diverse aripioare pe una sau pe ambele fețe), calculele se complică și unele dintre concluziile precedente devin discutabile. De exemplu, pentru modelele cu aripioare, poziția verticală devine preponderentă față de condiția de înnegrire, la suprafețe mari, deoarece în poziție orizontală, circulația curenților de autoventilație este apreciabil frînată de către aripioare.

Șunt termic

Începătorii au întîlnit, probabil, recomandarea ca, în timpul cositoririi, terminalele pieselor să fie ținute cu o pensetă metalică, strînsă cît mai bine pe terminal. Explicația este simplă. Căldura furnizată de ciocanul de lipit este transmisă prin conducție îmbinării pe care urmează să se realizeze sudura. Terminalul în cauză preia o parte din această căldură și o transferă prin conducție corpului piesei, respectiv joncțiunii semiconductoare, cînd este vorba de un tranzistor, un tiristor, o diodă etc. Ritmul în care se produce acest transfer depinde de puterea letconului, de dimensiunile terminalului și natura materialului din care este făcut etc., iar cantitatea totală de energie transmisă piesei depinde, evident, și de timpul cît durează operația de lipire. Interesul nostru este să încălzim cît mai puțin piesa, pentru a nu risca să-i distrugem joncțiunile. În acest scop se recomandă putere redusă a letconului (adecvată operației), timp cît mai scurt de lipire și — atunci cînd este posibil — șunt termic pe terminal, prin strîngerea acestuia cu o pensetă (sau cu un cleşte patent). Datorită masei sale mari, penseta are o capacitate termică foarte mare în comparație cu cea a terminalului; prin urmare, ea va absorbi o bună parte din energia vehiculată de terminal, evacuînd-o în mediul ambiant printr-o rezistență termică foarte mică (suprafață mare!), de unde și denumirea de „șunt" termic. Situația este ilustrată în figura 23.2, unde s-au pus în evidență principalele rezistențe interpuse în calea fluxului de căldură.

Radiatoare mici

Tranzistoarele de mică putere ($P_{d\,max} \leqslant 1$ W) se folosesc, de regulă, fără radiator, disipația căldurii în mediul ambiant făcîndu-se prin intermediul capsulei, mai precis prin rezistența ter-

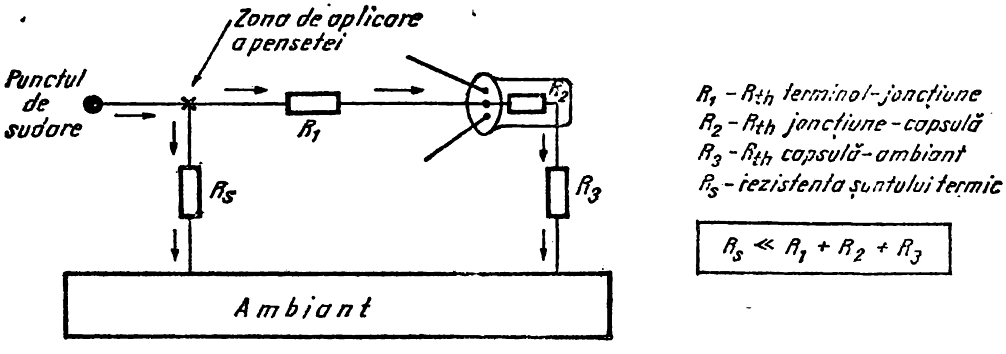

Zona de aplicare a pensetei
Punctul de sudare
R_1
R_2
R_S
R_3
Ambiant
R_1 - R_{th} terminal-joncțiune
R_2 - R_{th} joncțiune-capsulă
R_3 - R_{th} capsulă-ambiant
R_S - rezistența șuntului termic
$R_S \ll R_1 + R_2 + R_3$

Fig. 23.2. Schema rezistențelor interpuse în calea fluxului de căldură.

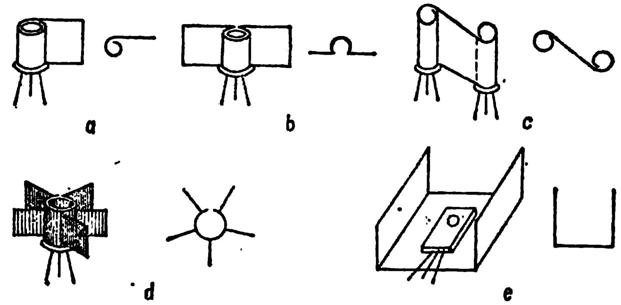


Fig. 23.3. Modele de radiatoare mici.

mică R_{thc-a}, menționată în catalog. Totuși, atunci cînd condițiile de lucru sînt critice, este bine să atașăm tranzistorului un mic radiator. Pe lîngă protecția pe care o asigură între anumite limite, acesta mai oferă avantajul important de a reduce curenții reziduali și implicit factorul de zgomot (capsula este menținută la o temperatură mai coborîtă, fapt care favorizează răcirea joncțiunilor prin R_{thj-c}).

Realizarea și montarea radiatoarelor mici este foarte simplă, deoarece nu se impun restricții cu privire la natura și grosimea materialului folosit. În plus, prinderea lor pe capsulă se face direct prin presare, fără șuruburi sau vaselină siliconică, rezistența de contact fiind suficient de mică în comparație cu cea a radiatorului.

Cîteva modele simple de radiatoare mici sînt prezentate în figura 23.3. Ele pot fi confecționate din tablă de aluminiu, cupru, alamă sau chiar fier, cu grosimea sub 1 mm, pentru o prelucrare cît mai ușoară. Suprafața totală se alege de ordinul cîtorva centimetri pătrați. După ce am tăiat materialul la dimensiunile „desfășurate" ale modelului, netezim bine muchiile cu o pilă și șlefuim fețele cu șmirghel fin atît pentru a-i da un aspect plăcut, cît mai ales pentru a facilita circulația superficială a curenților de aer, pentru a ușura introducerea pe capsula tranzistorului și a îmbunătăți contactul termic cu aceasta. În cazul capsulelor cu secțiune circulară, îndoirea radiatorului se face pe un dorn (cui gros etc.), cu diametrul ceva mai mic, pentru a se asigura introducerea ușor forțată a radiatorului, cu strîngere prin arcuire.

Modelele *a* și *b* sînt de tip „steguleț"; ele nu necesită comentarii. Modelul *c* se folosește atunci cînd dorim să menținem la aceeași temperatură capsulele celor două tranzistoare (de obicei aflate în etaje diferențiale, în punți de măsură, etaje în contratimp etc.). Deoarece izolarea electrică față de radiator este mai dificilă și ar reduce eficiența, se folosesc de preferință tranzistoare care nu au capsula conectată electric la unul din terminale.

Modelul *e*, în formă de U, este frecvent utilizat pentru tranzistoarele de mică și medie putere la care capsula se prinde în șuruburi. În acest caz, izolarea capsulei față de radiator se face ușor, cu o folie subțire de mică unsă pe ambele fețe cu vaselină siliconică.

Radiatoarele mici se pot improviza practic din orice obiecte metalice care se pretează la prinderea pe capsulă cu un contact termic bun. Adeseori se refolosesc radiatoarele recuperate din aparatele electronice scoase din uz, cu sau fără adaptări.

Vaselină siliconică

Indiferent dacă tranzistorul se izolează electric sau nu față de radiator, ungerea fețelor aflate în contact cu vaselină siliconică reduce foarte mult rezistența termică a contactului prin înlăturarea peliculei de aer datorate imperfecțiunii suprafețelor și gradului de strîngere. Constructorii amatori care nu au vaselină siliconică (bun conductor termic și în același timp izolator electric, rezistent la temperatură), o pot procura din tranzistoarele de putere defecte (ASZ 15—17, EFT 250 etc.) prin secționarea capsulei. Operația se face cu un bomfaier, prinzînd capsula în meghină. Se taie de preferință „capacul“ capsulei, cît mai aproape de marginea superioară (fig. 23.4).

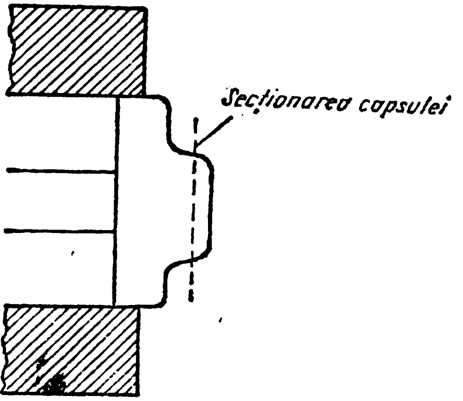


Fig. 23.4. Secționarea unei capsule pentru recuperarea vaselinei siliconice.

Montarea tranzistoarelor pe radiator

Tranzistoarele de putere se fixează pe radiator prin strîngere în șuruburi. Înainte de a practica găurile necesare (pentru șuruburi și terminale), locurile respective trebuie marcate atent, pentru a nu avea surprize neplăcute. În acest scop merită să ne confecționăm un șablon după capsula tranzistorului. Plimbînd șablonul pe radiator, alegem poziția optimă (poziția centrală, în cazul unui singur tranzistor) și înțepăm cu un vîrf ascuțit locurile pentru găuri. Apoi adîncim aceste semne, de exemplu cu un burghiu de 1 mm rotit cu mîna, și numai după aceasta trecem la găurirea propriu-zisă cu bormașina („rețeta“ se poate înlocui prin oricare alta care preîntîmpină riscul de alunecare a burghiului față de pozițiile marcate).

Găurile pentru terminale se execută la un diametru mai mare, pentru a se evita atingerea accidentală a terminalelor de capsulă, datorată „jocului“ în șuruburi. Un diametru mai mare permite totodată introducerea pe terminale a unor mici izolatoare tubulare.

Dacă tranzistorul se montează fără izolație față de radiator, diametrul găurilor pentru șuruburi se alege cu cîteva zecimi de milimetru mai mare decît cel al șuruburilor (se asigură montarea ușoară, fără a risipi suprafața disponibilă de contact capsulă-radiator). Găurile vor fi perpendiculare pe suprafața radiatorului, cu muchiile rotunjite cu ajutorul unui burghiu mai mare (orice umflătură sau asperitate a materialului înrăutăţeşte contactul termic, deci reduce eficienţa răcirii). După executarea tuturor găurilor şi rotunjirea lor, suprafaţa din zona de contact se şlefuieşte cu şmirghel fin.

Înainte de montare, atît tranzistorul cît şi radiatorul (zona de contact) se ung cu o peliculă subţire de vaselină siliconică. Nu faceţi risipă, punînd stratul mai gros; nu numai că nu ajută (oricum este expulzată la strîngerea şuruburilor), dar poate să vă şi încurce la realizarea contactului electric capsulă-şurub-radiator-papuc.

Atunci cînd se impune izolarea electrică a capsulei tranzistorului faţă de radiator (cînd radiatorul este comun pentru mai multe tranzistoare, cînd el este montat direct pe carcasa aparatului etc.), o atenţie deosebită trebuie acordată izolării faţă de radiator a şuruburilor de prindere. Se pot folosi şaibe tubulare special confecţionate în acest scop sau bucăţele de tub izolator din fibră de sticlă (varnişul obişnuit din plastic nu se recomandă, el putînd ceda la căldură). Diametrul găurilor pentru şuruburi se stabileşte după alegerea sau procurarea izolatorului. În figura 23.5 este reprezentată în secţiune una dintre variantele posibile de montare cu izolaţie. Reţineţi: şuruburile (cel puţin unul) nu se izolează faţă de capsulă, pentru a se putea prelua contactul pe spate, prin intermediul unui papuc metalic. De asemenea, după montare şi strîngerea corespunzătoare a şuruburilor, nu uitaţi să verificaţi cu un ohmmetru izolaţia capsulă-radiator.

Exemplu de calcul al regimului termic prin metoda grafică

Ne propunem să rezolvăm problema disipaţiei termice pentru un tranzistor de tip 2N3055, pe care vrem să-l utilizăm la puterea maximă de disipaţie de 40 W, în condiţiile unei temperaturi ambiante maxime de 35°C. Evident, ne interesează în primul rînd dacă acest lucru este posibil şi dacă da, să calculăm rezistenţa termică maximă admisibilă a radiatorului, implicit să dimensionăm minimal radiatorul necesar.

Din datele de catalog ale tranzistorului 2N3055 avem: $t_{j\,max} = 200°C$; $P_{d\,max} = 117$ W şi $R_{thj\text{-}c} = 1{,}5°C/W$. Pe baza acestor date trasăm graficul de variaţie a puterii maxime de disipaţie în funcţie de temperatura

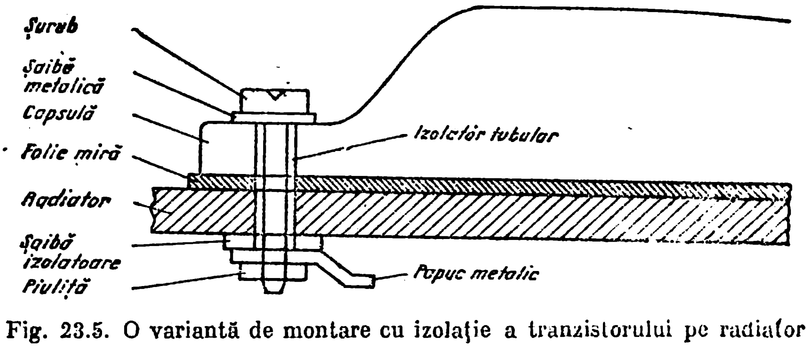


Fig. 23.5. O variantă de montare cu izolaţie a tranzistorului pe radiator.

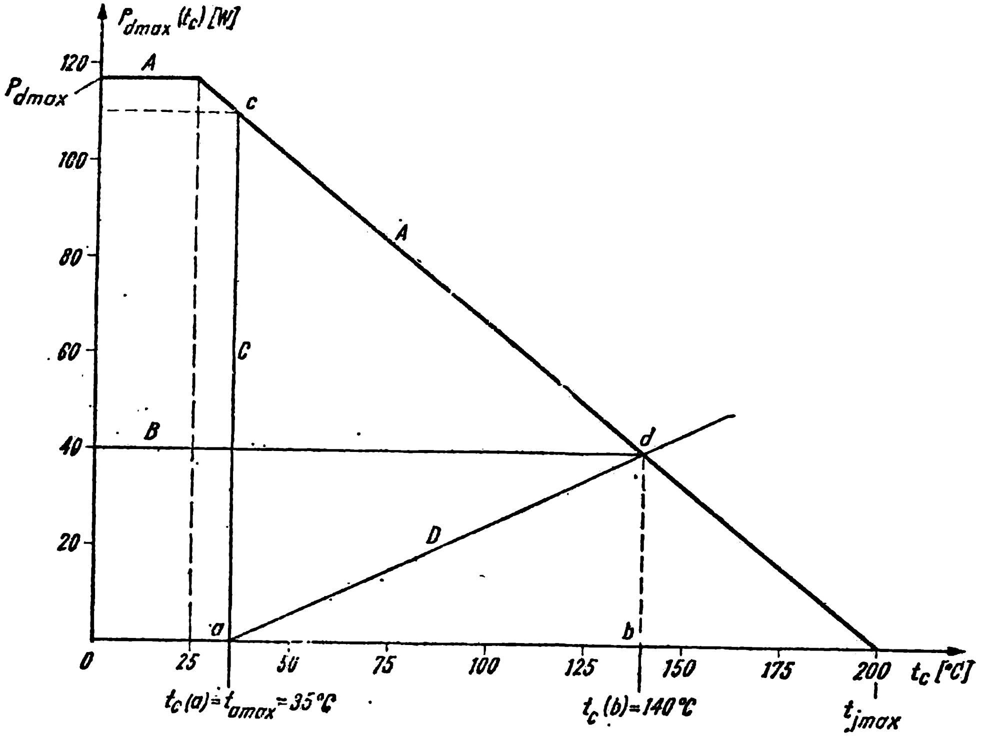


Fig. 23.6. Metoda grafică de calcul al rezistenţelor termice.

capsulei t_c (fig. 23.6, graficul A). Pentru puterea de disipaţie maximă de 117 W, căderea de temperatură între joncţiune şi capsulă, adică pe rezistenţa termică $R_{thj\text{-}c}$, este $\Delta t = t_{j\,max} - t_c = P_{d\,max} \cdot R_{thj\text{-}c} = 117\ \mathrm{W} \cdot 1{,}5°\mathrm{C/W} = 175{,}5°\mathrm{C}$. Prin urmare, cea mai mare temperatură a capsulei care mai permite încă disipaţia maximă de 117 W este $t_c = t_{j\,max} - 175{,}5°\mathrm{C} \approx 25°\mathrm{C}$ (abscisa punctului critic, în care se „frînge" graficul *A*). De fapt, acest grafic îl găsim gata trasat în cataloagele „mari".

Revenind la problema noastră, observăm că răspunsul la prima întrebare este afirmativ. Într-adevăr, în condiţii ideale de răcire (radiator infinit, care să asigure teoretic $t_c = t_{a\,max} = 35°\mathrm{C}$), puterea maximă de disipaţie este de cca 110 W (ordonata punctului *c* în care dreapta *C* intersectează graficul *A*), deci cu un radiator bun putem conta fără probleme pe cei 40 W doriţi. Rămîne să stabilim concret „cît de bun" trebuie să fie radiatorul pentru o funcţionare sigură.

Prin punctul de pe axa ordonatelor care desemnează puterea maximă dorită, în cazul nostru 40 W, ducem o paralelă la axa absciselor (dreapta *B*), care intersectează graficul *A* într-un punct *d*. Abscisa punctului *d*, $t_c(b) = 140°\mathrm{C}$ va reprezenta tocmai temperatura maximă admisă a capsulei atunci cînd tranzistorul funcţionează la 40 W. Într-adevăr, pentru $P_d = 40\ \text{W}$, căderea de temperatură joncţiune-capsulă este $t_j - t_c = P_d \cdot R_{thj\text{-}c} = 40\ \text{W} \cdot 1{,}5\,\text{°C/W} = 60\,\text{°C}$. Cum temperatura maximă a joncţiunii este $t_{j\,max} = 200\,\text{°C}$, rezultă $t_{c\,max}(40\ \text{W}) = 200\,\text{°C} - 60\,\text{°C} = 140\,\text{°C}$.

Prin urmare, radiatorul nostru trebuie să fie cel puţin atît de bun încît să asigure disiparea celor 40 W de la capsula tranzistorului în ambiant, fără a permite încălzirea capsulei la o temperatură mai mare de 140°C. Aplicînd „legea lui Ohm termică“ între capsulă şi ambiant, $t_c - t_a = P_d \cdot R^*_{thc\text{-}a}$, şi ţinînd cont de valorile extreme cunoscute, $t_{c\,max}\ (40\ \text{W}) = 140\,\text{°C}$, $t_{a\,max} = 35\,\text{°C}$ şi $P_{d\,max} = 40\,\text{W}$, deducem valoarea maximă admisibilă a rezistenţei termice totale capsulă-ambiant (pe care am marcat-o cu asterisc, pentru a nu se confunda cu rezistenţa termică directă capsulă-ambiant):

$$R^*_{thc\text{-}a} = (140\,\text{°C} - 35\,\text{°C})/40\,\text{W} \approx 2{,}6\,\text{°C/W}.$$

Problema noastră este acum aproape rezolvată, deoarece nu ne mai rămîne decît să distribuim rezonabil cei 2,6 „ohmi termici“ [°C/W] între rezistenţa de contact capsulă-radiator şi rezistenţa termică radiator-ambiant (fiind vorba de o putere mare, vom neglija disipaţia directă a capsulei, ceea ce conduce la o uşoară supradimensionare a radiatorului minimal).

Montînd tranzistorul izolat electric faţă de radiator, cu respectarea indicaţiilor precedente, putem conta pe o rezistenţă de contact $R_{thc\text{-}r}$ de circa 0,4 — 0,6°C/W, deci va fi suficient să dimensionăm radiatorul pentru o rezistenţă termică $R_{thr\text{-}a}$ (R_r) de cel mult 2°C/W.

Pentru cine nu a observat încă, menţionăm că valoarea $R^*_{thc\text{-}a}$, care rezolvă de fapt problema noastră, se obţine direct din grafic astfel:

— se uneşte punctul *d* (intersecţia graficului *A* cu dreapta *B*) cu punctul *a* de pe axa absciselor, care corespunde valorii t_c egale cu $t_{a\,max}$ (în cazul nostru $t_c(a) = 35\,\text{°C}$);

— rezultă astfel dreapta *D*, a cărei pantă fizică este tocmai inversul rezistenţei $R^*_{thc\text{-}a}$:

$$\frac{d-b}{b-a} = \frac{40\ \text{W} - 0\ \text{W}}{140\,\text{°C} - 35\,\text{°C}} = \frac{40\ \text{W}}{105\,\text{°C}} = 1/R^*_{thc\text{-}a}.$$

Fără a intra în detalii, menţionăm doar că metoda grafică descrisă permite, de asemenea, rezolvarea problemelor inverse de disipaţie, adică fiind cunoscută rezistenţa termică a radiatorului (inclusiv contactul la capsulă), ea ne indică puterea de disipaţie maximă admisă pentru un tranzistor dat şi o valoare $t_{a\,max}$ prestabilită.

În fine, este important de reţinut că aproximaţia introdusă de această metodă nu este în sensul punerii în pericol a tranzistorului; dimpotrivă, ea conduce la o uşoară supradimensionare a radiatorului — deci un plus de siguranţă — prin faptul că se neglijează disipaţia directă a capsulei tranzistorului (aceasta poate fi uşor calculată cu ajutorul parametrului de catalog $R_{thc\text{-}a}$ al tranzistorului dat).

Pentru disipaţia căldurii la circuitele integrate, vezi p. 386.

Capitolul 24

TEHNICA MĂSURĂRILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

ing. ILIE MIHĂESCU

INTRODUCERE

Buna funcţionare a unui aparat electronic, indiferent dacă este construit de noi sau este de producţie industrială, depinde în totalitate de modul cum este reglat, de modul cum etajele sale sînt aduse în regimul de lucru propriu aparatului respectiv, scopului pentru care acesta a fost conceput.

Toate aceste operaţii de aducere a fiecărei piese, a fiecărui etaj şi în final a întregului aparat într-o stare de funcţionare, dorite de noi, se face prin măsurători multiple şi diverse.

De aici se poate vedea cît de important este pentru constructorul amator şi în special pentru tînărul constructor începător să cunoască modul cum se fac măsurătorile electrice şi ce aparate de măsură sînt absolut necesare sau indicate în fiecare caz în parte. Trebuie avut în vedere că greşelile ce pot fi făcute în timpul măsurătorilor sugerează concluzii total eronate care obligă să facem manevre ce conduc de cele mai multe ori la deteriorarea aparatului supus măsurătorilor, prin modificarea parametrilor săi funcţionali.

Deci, oricine va încerca să măsoare o mărime electrică trebuie în primul rînd să cunoască modul cum se face o măsurătoare sau, mai general, să cunoască tehnica măsurătorilor electrice.

La aceasta se adaugă cunoaşterea instrumentelor de măsură, a caracteristicilor lor şi a felului cum trebuie manipulate.

Înţelegerea şi exprimarea corectă a rezultatelor măsurătorilor impune totodată, celui ce efectuează o măsurătoare, să cunoască perfect cele mai uzuale unităţi de măsură. Reamintim că cele mai mult folosite unităţi de măsură în radiotehnică sînt:

Volt [*V*] = unitate de măsură pentru tensiunea electrică, diferenţa de potenţial şi forţă electromotoare. Are ca submultiplu milivoltul (1 V = 1 000 mV) şi microvoltul (1 V = 1 000 000 μV). Se foloseşte ca multiplu kilovoltul (1 kV = 1 000 V).

Amper [*A*] = unitate pentru intensitatea curentului electric. Are numai submultipli, nanoamper (1 A = 10^9nA), microamper (1 A = 10^6 μA) şi miliamper (1 A = 10^3 mA);

Watt [*W*] = unitate pentru putere. În curent continuu

$$1\ \mathrm{W} = 1\ \mathrm{V} \cdot 1\ \mathrm{A}.$$

Henry [*H*] = unitate pentru inductanță. Are submultiplii: milihenry și microhenry (1 H = 1 000 mH = 10^6 μH);

Hertz [*Hz*] = unitate pentru frecvența unui semnal electric. Are numai multipli: kilohertzi [kHz], megahertzi [MHz], gigahertzi [GHz]; 1 GHz = 10^3 MHz = 10^6 kHz = 10^9 Hz;

Ohm [Ω] = unitate de măsură pentru rezistența electrică. Are numai multipli: kiloohmi și megohmi (1 MΩ = 1 000 kΩ = 1 000 000 Ω).

Relația între tensiune, curent și rezistență este stabilită prin *legea lui Ohm:* 1 A × 1 Ω = 1 V dacă printr-un circuit în care curge un curent cu intensitatea de 1 A, citim la bornele sale o cădere de tensiune de 1 V, circuitul prezintă o rezistență de 1 Ω.

Farad [*F*] = unitate de măsură pentru capacitatea electrică. Are numai submultipli: picofaradul, nanofaradul și microfaradul (1 F = 10^6 μF = 10^9 nF = 10^{12} pF).

Cum majoritatea măsurătorilor se fac pe tensiuni sau curenți și cum acestea pot avea diverse forme, valoarea lor indicată de instrument poate fi situată într-o gamă foarte largă. Pentru fiecare caz în parte trebuie specificat ce s-a măsurat. Atunci cînd nu apare vreo specificație se înțelege că acestea sînt *valori eficace.* De exemplu, cînd se măsoară rețeaua de curent alternativ și se citește 220 V trebuie știut că aceasta este o valoare eficace. Relația între valoarea eficace și valoarea de vîrf în curent sinusoidal se exprimă prin:

$$1{,}41\, U_{ef} = U_{v\hat{\imath}rf} \text{ sau } U_{ef} = 0{,}707\, U_{v\hat{\imath}rf}.$$

Sînt și cazuri cînd nu ne interesează în mod cu totul deosebit valoarea proprie a unui semnal, ci raportul în care se află cu alt semnal. De exemplu, este mai puțin interesant să vedem ce valoare are semnalul la ieșirea unui preamplificator, dar raportul în care se găsește față de semnalul aplicat la intrare ne informează cît de mare este amplificarea acestui preamplificator. A apărut astfel o nouă unitate, Bel-ul, ca diviziune fundamentală a unei scări logaritmice, cu o subunitate numită *decibel.*

Decibelul reprezintă de zece ori logaritmul zecimal al unui raport între două puteri:

$$A[\mathrm{dB}] = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

sau pentru tensiuni și curenți:

$$A[\mathrm{dB}] = 20 \log \frac{U_1}{U_2}$$

$$A[\mathrm{dB}] = 20 \log \frac{I_1}{I_2}$$

În cazul măsurării unei frecvențe, a unei bobine, a unui rezistor, condensator etc. nu mai apar situații de exprimare a valorilor eficace, de vîrf etc.; aici măsurătoarea poate fi influențată numai de eroarea de măsură.

Eroarea de măsură exprimată în cele mai multe cazuri procentual este determinată de mai mulți factori: în primul rînd de precizia de măsură a instrumentului cu care se face măsurătoarea, în al doilea rînd de o serie de factori care țin în cel mai mare grad de operator, respectiv de greșelile lui, de faptul dacă ține seama sau nu de toți parametrii care influenţează măsurătoarea.

Se ştie, de exemplu, că valoarea nominală a rezistenţei unui rezistor este dată la temperatura de +25°C; dacă măsurătoarea se face cînd rezistorul a fost încălzit puternic, sau cînd este la o temperatură joasă, în mod sigur instrumentul va indica valori eronate. Aceleaşi situaţii şi încă mult mai pronunţate se întîmplă cu semiconductoarele. Unui tranzistor căruia i se măsoară parametrii (în special factorul de amplificare) nu trebuie să aibă o temperatură mult diferită de +25°C, altfel ceea ce măsurăm va fi o valoare a unui caz particular al acelui element.

Un tranzistor ce urmează a fi măsurat şi a fost deconectat dintr-un montaj, întîi va fi lăsat să se răcească (capsula poate fi ţinută un timp în apă) apoi va fi introdus în betametru. Recomand, cu titlu de experienţă, să măsuraţi cu un ohmmetru terminalele EC de la un tranzistor AC180. Începeţi măsurătoarea cînd tranzistorul este rece; încălziţi apoi puţin capsula cu ciocanul de lipit — cîteva secunde — şi vă veţi da seama de marea diferenţă între valorile citite în ambele cazuri.

Dacă temperatura joacă un rol deosebit asupra unor parametri ce caracterizează unele componente electronice, alţi factori sînt la fel de importanţi.

Unul din aceşti factori, care are o pondere deosebit în a introduce erori în măsurători efectuate, poate fi numit „efectul de mînă". Iată despre ce este vorba. Măsurînd o rezistenţă de 100 k Ω cu ohmmetrul, dacă în timpul măsurătorii ţinem rezistorul în mînă, măsurătoarea va fi total eronată. Presupunînd, cum se întîmplă în majoritatea cazurilor, că între degetele unei mîini (uscată) rezistenţa este de aproximativ 100 k Ω, înseamnă că cele două rezistenţe apar în paralel şi instrumentul va indica 50 k Ω. Vă daţi seama cît de mare este eroarea.

Sau un alt caz: în timp ce măsurăm frecvenţa unui oscilator apropiem mîna de bobină, condensator sau chiar de alte elemente ale acestui etaj şi vom observa cît de mare este diferenţa între valorile citite pe frecvenţmetru.

Edificator în acest caz este faptul că atunci cînd apropiem mîna de condensatorul variabil (secţiunea pentru oscilator) a unui receptor în funcţiune se schimbă posturile recepţionate.

Se poate trage concluzia că în timpul efectuării unei măsurători, trebuie să ştim cum să ţinem mîinile şi respectiv să nu avem influenţată măsurătoarea de prezenţa unor obiecte aflate în apropierea etajului supus măsurătorii.

O altă cauză care conduce la erori de măsură sînt contactele imperfecte între elementul supus măsurătorii şi instrumentul care face măsurătoarea. Dacă terminalele unui rezistor, ale unui tranzistor, ale unei diode, bobine etc. nu sînt bine curăţite şi prezintă oxizi, ceară sau smoală, contactul între element şi instrument nu are loc, concluzia este că elementul supus măsurătorii are o rezistenţă foarte mare şi este considerat ca defect.

De aceea înainte ca o piesă să fie conectată la un instrument, terminalele sale să fie bine curăţite, eliberate de substanţe izolatoare (lacuri, ceară, oxizi), verificate dacă s-a reuşit operaţia de curăţire şi numai după aceasta să înceapă măsurătoarea electrică propriu-zisă.

Efect perturbator asupra măsurătorilor îl au și radiațiile. Desigur, prin radiații avem în vedere în primul rînd radiațiile electromagnetice din spectrul undelor radio și apoi radiațiile solare. Apariția unui semnal perturbator, de exemplu a unei stații de radioemisie, poate să ne facă să acordăm anumite circuite total greșit. Sau atunci, cînd se măsoară o diodă cu capsulă de sticlă, dacă joncțiunea diodei este iluminată de la soare, rezultatele măsurătorii vor fi eronate.

Sigur, pot fi și alte cauze care pot influența negativ o măsurătoare: prezența unui corp lîngă o bobină sau a altor bobine, cuplaje parazite între componente etc., dar erorile cele mai frecvente pot fi provocate de instrumentele de măsură.

Este bine cunoscut faptul că instrumentele de măsură sînt indispensabile oricărui constructor amator sau profesionist fiindcă numai cu ajutorul lor se poate pune în evidență prezența, mărimea sau caracteristica unui semnal electric.

Confecționarea instrumentelor de măsură este în general dificilă, iar producerea și etalonarea lor este reglementată de norme, precizate și respectate pe plan internațional.

MĂSURAREA TENSIUNILOR. VOLTMETRUL

În tehnica actuală, instrumentele de măsură pot indica valoarea semnalului măsurat cu un instrument magnetoelectric (cu ac indicator) sau cu ajutorul unui afișaj numeric. Noi ne vom referi cu precădere la instrumentele cu ac indicator, fiindcă ele sînt cele mai folosite (actualmente) și mai des construite de către amatori.

Un instrument indicator, denumit frecvent chiar *instrument*, este compus dintr-un magnet permanent și o mică bobină solidară cu un ac indicator. La trecerea unui curent electric prin bobină ia naștere un cîmp magnetic care prin interacțiune cu cîmpul magnetului permanent produce o deplasare a bobinei, respectiv a acului indicator. Deplasarea acului este direct proporțională cu intensitatea curentului ce străbate bobina.

Parametrii care trebuie totdeauna cunoscuți la un instrument sînt *rezistența internă*, notată cu *Ri*, și *sensibilitatea* (sau curentul maxim). Sensibilitatea indică valoarea necesară curentului ce trece prin bobină ca acul indicator să aibă o deviație maximă. Sensibilitatea se exprimă în unități de curent electric, de obicei în mA sau în µA. Deci spunem că instrumentul indicator are sensibilitatea 1 mA, 50 µA etc.

Valoarea rezistenței interne frecvent este cuprinsă între 50 Ω și 2 000 Ω.

Deci, la bornele unui instrument se poate aplica o tensiune care să creeze curentul maxim admis; spre exemplu, la un instrument cu sensibilitatea de 50 µA și rezistența internă $R_i = 2\ \mathrm{k}\Omega$, la bornele sale nu se poate aplica o tensiune mai mare de 100 mV.

$$U = R_i \times I = 2\,000 \times 50 \cdot 10^{-6} = 100\ \mathrm{mV}. \qquad \text{(fig. 24.1)}$$

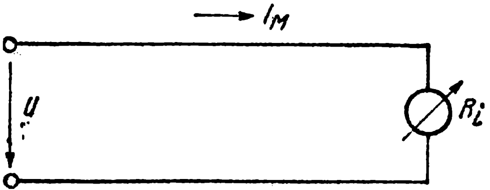


Fig. 24.1. Instrument indicator în circuit.

Cum în practică avem nevoie să măsurăm tensiuni mult mai mari ca 100 mV, va trebui să adaptăm acest instrument nevoilor noastre și să construim cu el un voltmetru.

Pentru aceasta trebuie să atașăm niște rezistențe adiționale a căror valoare să nu admită ca la bornele instrumentului să apară tensiuni mai mari decît cea admisă sau altfel spus instrumentul să nu fie parcurs de curenți mai mari ca I_M.

Menținînd exemplul precedent, să încercăm a confecționa un voltmetru ce permite să măsurăm 10 V. Schema de realizare apare în figura 24.2, unde, ca la bornele instrumentului să avem 0,1 V, la bornele rezistorului adițional R_A va trebui să fie 9,9 V, cînd prin circuit circulă 50 μA. Deci, conform relației lui Ohm putem scrie:

$$R_A = \frac{U_{RA}}{I_M} = \frac{9{,}9}{50 \cdot 10^{-6}} = 198\ \text{k}\Omega.$$

Cu acest rezistor, cuplat serie, instrumentul va avea indicația maximă 10 V.

Cum voltmetrul se cuplează totdeauna în paralel pe o sursă sau un element de circuit, el trebuie să aibă o rezistență totală (se poate considera ca rezistența internă a voltmetrului) cît mai mare, pentru ca circuitul supus măsurătorii să nu fie perturbat și deci și măsurătoarea să nu fie eronată.

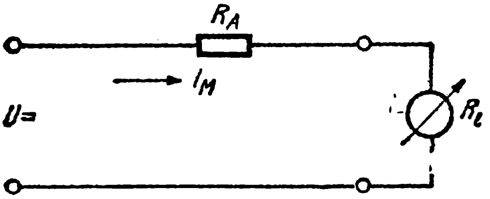


Fig. 24.2. Extinderea domeniului voltmetrului.

De obicei, un voltmetru se construiește pentru mai multe game de tensiuni și deci trebuie să aibă mai multe rezistoare adiționale. Un mod de realizare este cel din figura 24.3, unde pentru fiecare gamă de măsură este montat un rezistor adițional. Calculul valorii fiecăruia se face după criteriul deja stabilit. Dacă instrumentul M are $I_M = 50\ \mu$A și $R_i = 1$ kΩ și notăm cu U tensiunea ce urmează a fi măsurată (pe game), se poate scrie:

$$U = U_{Ra} + U_M = I_M(R_A + R_i),$$

$$\text{deci:} \qquad R_A = \frac{U}{I_M} - R_i.$$

Pentru $U = 1$ V rezultă

$$R_{A_1} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} - 1\,000 = 19\ \text{k}\Omega$$

$$U = 10\ \text{V} \rightarrow R_{A_2} = \frac{10}{I_M} - R_i = 199\ \text{k}\Omega$$

$$U = 50\ \text{V} \rightarrow R_{A_3} = \frac{50}{I_M} - R_i = 999\ \text{k}\Omega.$$

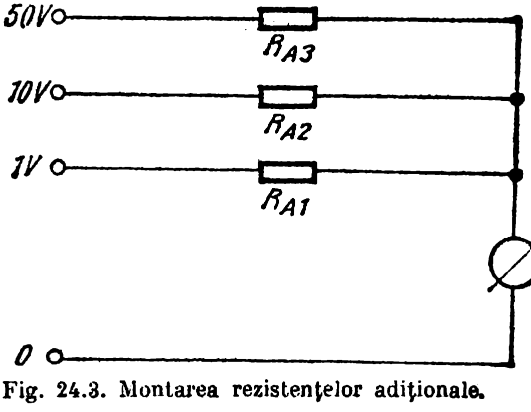


Fig. 24.3. Montarea rezistențelor adiționale.

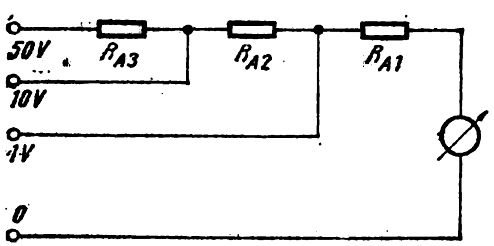


Fig. 24.4. Variantă pentru montarea rezistențelor.

Rezistențele adiționale pot fi cuplate și ca în figura 24.4, de unde se observă că pentru prima gamă de măsură, 1 V, apare în circuit doar rezistorul adițional R_{A_1}, dar pentru celelalte game de măsură rezistoarele adiționale se înseriază.

Cunoscînd după exemplul precedent că $R_{A1} = 19$ kΩ, pentru gama 10 V rezistorul adițional va fi format din $R_{A_1} + R_{A_2}$:

$$R_{A_2} = \frac{U}{I_M} - R_i - R_{A_1} = \frac{10}{50 \cdot 10^{-6}} - 1\,000 - 19\,000 = 180 \text{ k}\Omega.$$

La gama de 50 V, R_{A_3} are expresia:

$$R_{A_3} = \frac{U}{I_M} - (R_{A_2} + R_{A_1} + R_i) = 800 \text{ k}\Omega.$$

Comparînd cele două moduri de realizare a voltmetrelor se observă că cel din figura 24.4 necesită rezistoare cu valori mai mici ale rezistenței, ceea ce constituie un avantaj pentru constructor.

Principalul este ca un voltmetru să aibă impedanța de intrare foarte mare.

Un alt tip de voltmetru este cel electronic. Acesta se caracterizează prin faptul că, la intrare, are un amplificator care prezintă o impedanță mare la intrare, iar în plus mărește de un anumit număr de ori semnalul, ceea ce se traduce printr-o mărire a sensibilității aparatului.

Un voltmetru electronic este prezentat în figura 24.5, unde ca amplificator se folosesc două tranzistoare cu efect de cîmp (în cuplaj diferențial). Acest voltmetru prezintă o impedanță de intrare de ordinul a 7 MΩ și măsoară tensiuni pe 4 game: 0,5 V; 5 V 50 V; și 500 V (tensiuni continue). Ca indicațiile pe scală să se mențină mereu în raportul 1/10, semnalul se ia de pe cursoarele unor potențiometre.

Cunoscînd principial cum sînt construite voltmetrele, să vedem cum se procedează cînd se efectuează o măsu-

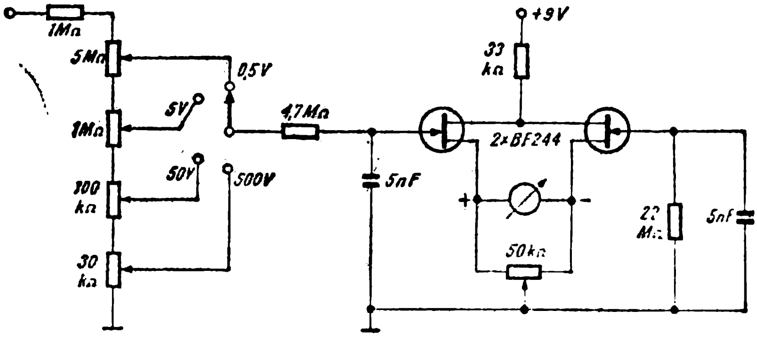


Fig. 24.5. Voltmetru electronic.

rătoare (fig. 24.6). Prima măsurătoare constă în măsurarea unui stabilizator electronic. Măsurătoarea se face față de un punct de referință, care în cazul de față este firul marcat cu 0: aici se conectează borna minus (—) a voltmetrului. Întîi se măsoară în punctul *A* şi se observă dacă puntea redresoare lucrează normal şi dacă la bornele capacitorului C_1 tensiunea este normală.

Lipsa tensiunii în punctul *A* pune sub semnul întrebării capacitorul C_1, puntea redresoare sau chiar transformatorul. În punctul ***B*** se măsoară valoarea tensiunii stabilizate de dioda Zener. Conectînd apoi voltmetrul între bornele de ieşire se citeşte valoarea tensiunii debitate de stabilizator.

Să vedem cum prin măsurători cu voltmetrul se poate depana etajul amplificator al unui radioreceptor (fig. 24.7). În primul rînd se măsoară punctul *A* să se determine dacă există tensiune de alimentare, după care voltmetrul se conectează la colectoarele tranzistoarelor finale şi se verifică dacă sînt alimentate. Se conectează apoi în punctul *B*, după care în punctul *C* (colectorul primului tranzistor). Să presupunem că în toate aceste puncte mă-

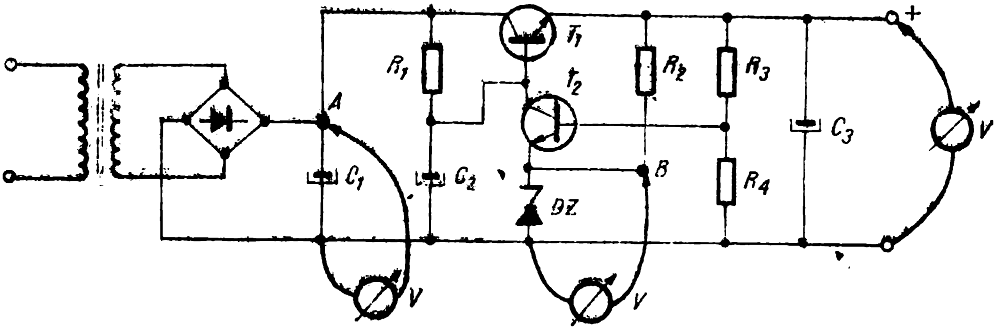


Fig. 24.6. Puncte de măsurare.

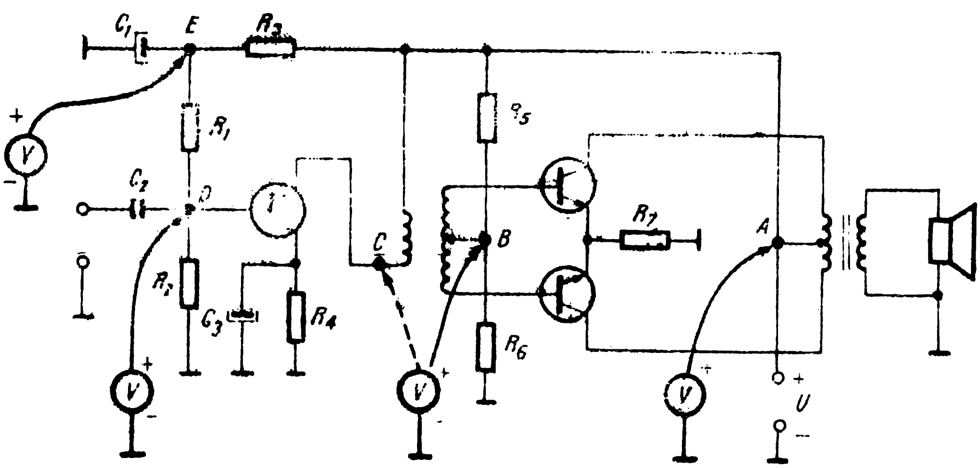


Fig. 24.7. Măsurători in etajul amplificator.

surate tensiunea este normală. La conectarea voltmetrului în punctul *D* tensiunea este zero. Aceasta înseamnă că rezistoarele R_1 sau R_3 pot fi întrerupte, R_2 sau C_1 în scurtcircuit. Cuplăm voltmetrul în punctul *E* și constatăm că și aici tensiunea este nulă. În acest mod, R_1 este scoasă de sub semnul întrebării, urmînd să verificăm integritatea rezistorului R_3 și a capacitorului C_1. Deconectăm C_1 și constatăm apariția tensiunii în *E*. Aceasta înseamnă că C_1 este scurtcircuitat și deci trebuie înlocuit.

Exemplul de mai sus este un mod de utilizare a voltmetrului în controrarea regimului de funcționare al unui amplificator și respectiv pentru depanarea sa.

Măsurătorile efectuate pînă acum au fost în curent continuu, dar trebuie reținut faptul că și în curent alternativ de joasă frecvență procedeul este asemănător. În figura 24.8 este prezentată schema unui voltmetru de culent alternativ sinusoidal pe gamele 5 V; 50 V; 500 V.

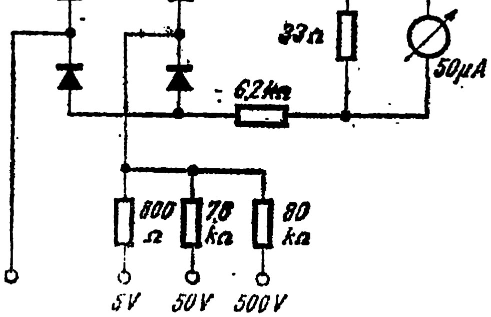


Fig. 24.8. Voltmetru de curent alternativ sinusoidal.

Se observă că semnalul este mai întîi redresat cu o punte formată din 4 diode și apoi aplicat instrumentului. Cele două rezistoare, de 33 Ω și 6,2 k Ω, reprezintă, de fapt, sarcina punții redresoare, determinînd diodele să lucreze în porțiunea liniară a caracteristicii.

Cînd se lucrează cu semnale de radiofrecvență, un voltmetru (în special milivoltmetru, fiindcă semnalele sînt cu amplitudine mică) este compus dintr-o parte valabilă în curent continuu și o sondă detectoare de radiofrecvență.

În figura 24.9 este ilustrată o sondă de radiofrecvență care se atașează unui voltmetru de curent continuu. Se produce în fond o redresare monoalternanță cu dioda 1N914, care încarcă capacitorul de 2,2 nF la valoarea de vîrf a semnalului de radiofrecvență. Voltmetrul va indica deci valoarea de vîrf a semnalului. Reamintim că relația dintre valoarea de vîrf și valoarea eficace a unui semnal este:

$$U_v = 1{,}41\, U_{ef}.$$

Tot o sondă de radiofrecvență care se poate atașa unui voltmetru de curent continuu este în figura 24.10. Aici redresarea se face cu dublare de tensiune, valoarea indicată de voltmetru va fi a semnalului vîrf-la vîrf (U_{vv}) sau de două ori a valorii de vîrf sau de 2,8 U_{ef}. Ambele sonde (fig. 24.9 și 24.10) sînt utile pînă pe la 500 MHz, sonda din figura 24.10 este mult întrebuințată la semnale mici.

Se mai practică sistemul ca atunci cînd dorim să măsurăm tensiuni alternative de valori mici să construim la

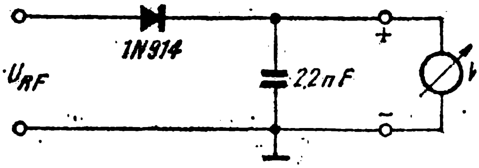

1N914
U_RF
22nF
+
−

Fig. 24.9. Sondă de *RF* afaşată unui voltmetru de curent continuu.

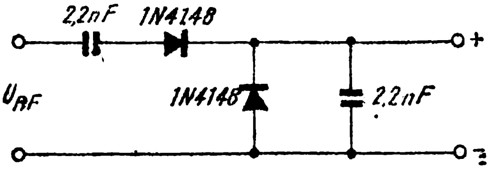

22nF
1N4148
+
U_RF
1N4148
22nF
−

Fig. 24.10. Sondă de *RF* pentru semnale mici.

un voltmetru obişnuit o parte electronică, care să mărească sensibilitatea sistemului; figura 24.11 ilustrează tocmai un asemenea caz. Semnalul cu frecvenţa cuprinsă între 30 şi 20 000 Hz, este aplicat unui divizor rezistiv de tensiune de pe care este apoi condus la două etaje de amplificare. La ieşirea celui de al doilea tranzistor este cuplat un voltmetru de curent alternativ (pe scala 2,5 V), mărindu-se astfel sensibilitatea de 500 de ori (2,5 V faţă de 5 mV). Amplificarea globală se stabileşte din tensiunea de polarizare a celui de al doilea tranzistor.

Dacă la voltmetrele obişnuite diversele tensiuni se aplică prin intermediul rezistoarelor adiţionale, a căror valoare a fost deja arătat cum se calculează, la voltmetrele electronice apare în majoritatea cazurilor la intrare un divizor de pe care se culege tensiune, aceasta fiindcă voltmetrele electronice au impedanţă foarte mare la intrare.

Calculul elementelor acestor divizoare are o anumită particularitate.

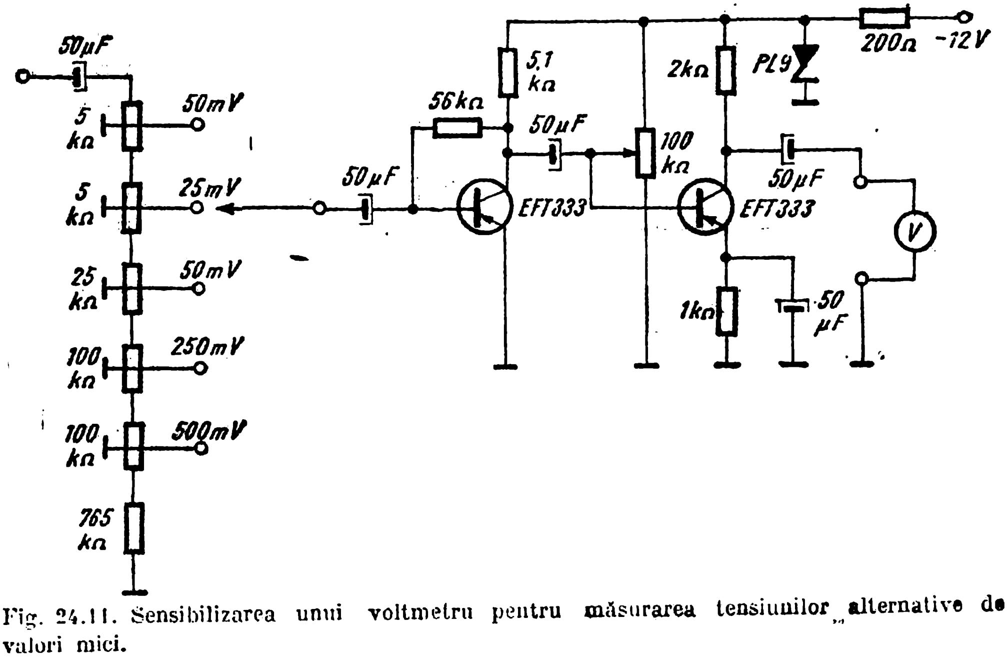

50µF
5 kΩ
50mV
5 kΩ
25mV
25 kΩ
50mV
100 kΩ
250mV
100 kΩ
500mV
765 kΩ
50µF
56kΩ
5,1 kΩ
50µF
EFT333
100 kΩ
2kΩ
PL9
200Ω
-12V
50µF
EFT333
V
1kΩ
50 µF

Fig. 24.11. Sensibilizarea unui voltmetru pentru măsurarea tensiunilor alternative de valori mici.

În primul rînd vom ține seama că voltmetrele electronice cu FET sau circuite integrate admit la intrare o impedanță în jur de 10 M Ω, apoi vom avea în vedere diviziunile de pe scala instrumentului în sensul că dacă scala este divizată în 10, atunci și tensiunile luate de pe divizor vor trebui să fie multipli ai lui 10 (valori ce divid exact pe 10, de exemplu, 1—5—10 — 50—100 etc.).

La cazul practic de divizor din figura 24.12, instrumentul indicator este divizat în 10 repere echidistante, rezistența totală a divizorului o considerăm 11 M Ω, sensibilitatea amplificatorului fiind 400 mV. Alegem ca domeniu de măsurare 0,5 V, 1 V, 10 V, 50 V, 100 V și 500 V.

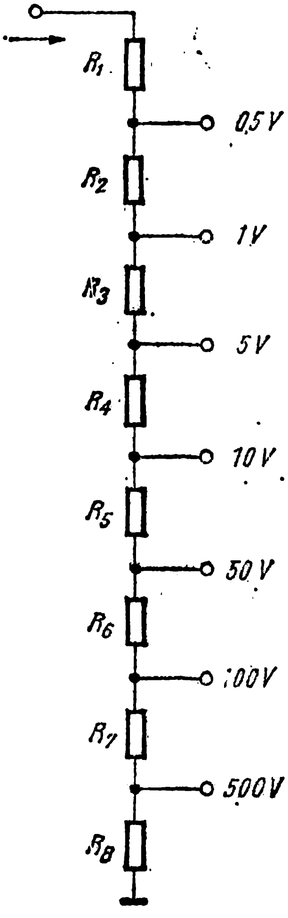


Fig. 24.12. Divizor de tensiune.

Pentru tensiunea de 500 V aplicată la intrare, voltmetrul culege semnal numai de pe R_8 și ca instrumentul să poată indica la cap de scală această tensiune trebuie să fie de cel puțin 400 mV (sensibilitatea amplificatorului).

Cum rezistența totală a divizorului este de 11 M Ω înseamnă că la 500 V prin divizor va circula un curent I_d de 45,5 μA ca la bornele lui R_8 să avem 400 mV înseamnă că produsul dintre I_d și R_8 să dea o valoare mai mare de 400 mV. Din calcule rezultă $R_8 = 8.8$ k Ω, practic $R_8 = 10$ k Ω (acum tensiunea are 455 mV). Pentru 100 V la intrarea divizorului voltmetrul culege semnal de la bornele lui R_7 înseriat cu R_8. Noua valoare a curentului prin divizor va fi 100 V/11 M Ω = 9,09 μA. Ca să obținem pentru instrument 455 mV, $R_7 + R_8$ trebuie să aibă 50 k Ω. Dacă $R_8 =$ 10 k Ω rezultă că $R_7 = 40$ k Ω. Continuînd calculul după același criteriu rezultă $R_6 = 50$ k Ω; $R_5 = 400$ k Ω, $R_4 = 500$ k Ω, $R_3 = 4$ M Ω, $R_2 =$ 5 M Ω, $R_1 = 1$ M Ω.

Reamintim că elementele din divizoare sau rezistențe adiționale trebuie să fie de bună calitate, cu toleranțe sub 1%, termostabile. Montarea lor se va face cu suduri corect executate.

O ultimă referire la voltmetru este gradarea scalei, operație simplă, dar care trebuie făcută cu toată atenția. Etalonarea scalei unui voltmetru nou construit se face la un laborator de metrologie, dar cînd el are numai scopuri amatoricești se poate etalona (grada scala) în raport cu un alt voltmetru, după schema din figura 24.13.

Cele două voltmetre — cel etalon și cel ce urmează a fi etalonat — se branșează în paralel la bornele de ieșire a unei surse de tensiune variabilă. Din sursa de tensiune se dă, de exemplu, 1 V citit pe voltmetrul etalon și pe scala voltmetrului supus etalonării se notează tot 1 V în dreptul indicației acului. Tensiunea de la sursă se crește la diverse valori care ne interesează, notînd toate aceste puncte pe scală.

MĂSURAREA CURENȚILOR. AMPERMETRUL

La montajele realizate de constructorii amatori apare de multe ori necesitatea măsurării curenților electrici care circulă prin diverse ramuri sau piese ale acestor montaje. Aparatul care măsoară curenți electrici se numește *ampermetru*.

Mai puțin întrebuințat decît voltmetrul, el este totuși un accesoriu indispensabil unui laborator. În domeniul radiotehnicii se măsoară cel mai frecvent curent continuu cu valori de la 1 mA și pînă la cîțiva amperi (la amplificatoare sau acumulatoare).

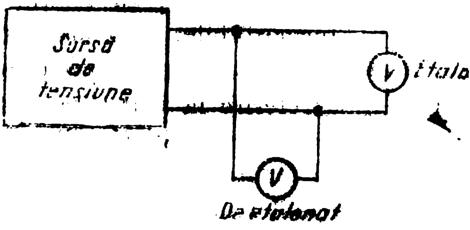


Fig. 24.13. Etalonarea voltmetrului.

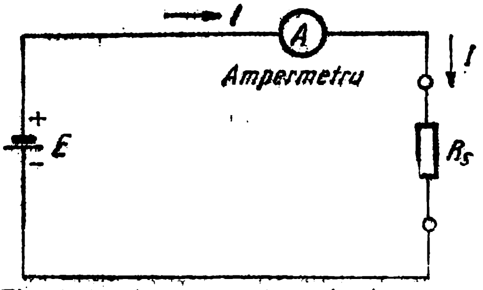


Fig. 24.14. Ampermetrul în circuit.

Ampermetrul se cuplează totdeauna în serie cu circuitul sau consumatorul (mod ilustrat în figura 24.14), de aceea rezistența sa internă trebuie să fie foarte mică, pentru ca la bornele sale să nu apară căderi de tensiune. Indicatorul propriu-zis este de același tip ca cel întrebuințat la voltmetru, caracterizat prin rezistență internă *Ri* și sensibilitate I_M.

Ca să poată fi măsurați curenți mai mari decît I_M, în paralel cu aparatul se montează rezistoare de valori mici (șunturi), care permit trecerea unei părți din curentul măsurat.

Modul cum se cuplează șunturile este arătat în figura 24.15, iar calculul rezistenței lor se face destul de simplu din relația

$I_s R_s = Ri\, I_M$, de unde $R_s = \frac{I_M}{I_s} Ri$.

Pentru ca instrumentul din figura 24.15 să măsoare 10 mA, înseamnă că

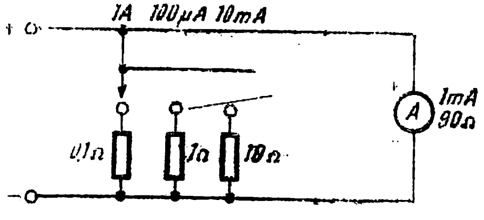


Fig. 24.15. Montarea șunturilor la ampermetru.

prin șunt trebuie să treacă un curent de 9 mA, deci $R_s = \frac{1}{9} 90 = 10\ \Omega$.

Pentru un curent de 100 mA, $R_s = \frac{1}{99} \cdot 90 = \frac{10}{11} = 1\ \Omega$, iar pentru măsurarea unui curent de 1 A rezultă $R_s = \frac{1 \cdot 90}{999} = 0{,}1\ \Omega$.

Construcția rezistoarelor de valori așa de mici este descrisă la capitolul respectiv.

Cînd se verifică valoarea curentului de colector al unui tranzistor, se desface rezistorul din colector de la sursa de alimentare și se intercalează ampermetrul în circuit (fig. 24.16).

Starea de funcționare a unui aparat, de exemplu, poate fi determinată măsurînd curentul absorbit de la sursa de alimentare (fig. 24.17), valoare care este dată în prospectul aparatului. La radioreceptoarele portabile, de exemplu, acest curent, numit de repaus, are valoarea în jur de 15 mA.

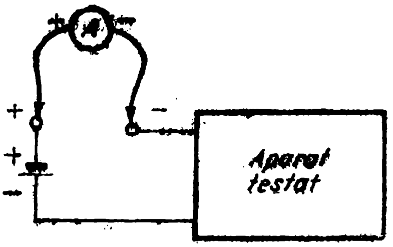


Fig. 24.17. Măsurarea curentului absorbit de un aparat.

Curenții electrici mai pot fi măsurați și indirect. De exemplu, dacă pe rezistorul de 1 kΩ montat în emitorul unui tranzistor se măsoară o tensiune de 1 V (fig. 24.18), înseamnă că prin acel rezistor circulă un curent de 1 mA. Dar, oricum, trebuie avut în vedere că există ampermetre de curent continuu și ampermetre de curent alternativ.

Ampermetrele de curent alternativ au intercalat pe instrumentul indicator un sistem de redresare format din diode, instrumentul citind valoarea eficace a curentului.

În domeniul frecvențelor radio, nu se măsoară curenții direct, intercalînd instrumentul în circuit, fiindcă prezența fizică a acestuia poate produce perturbații importante sistemului datorită inductanței și capacității parazite introduse în circuit. Din această

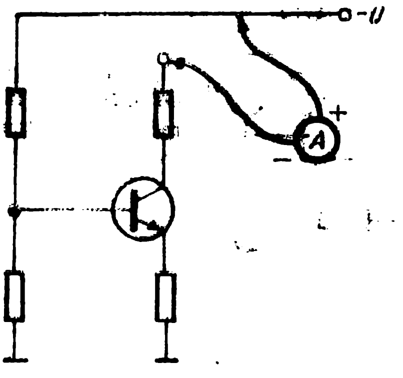


Fig. 24.16. Măsurarea curentului de colector al unui tranzistor.

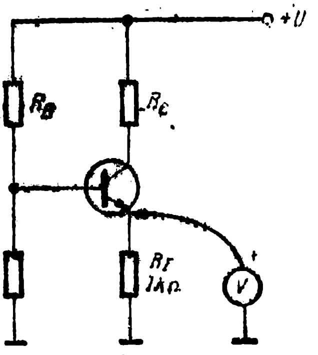


Fig. 24.18. Măsurarea indirectă a curentului cu un voltmetru

cauză, în acest domeniu valoarea curenţilor se determină indirect, una din metode fiind, de pildă, citirea cu un voltmetru electronic a căderii de tensiune de radiofrecvenţă la bornele unui rezistor (similar cu figura 24.18) sau măsurînd puterea dată de o sursă (oscilator emiţător etc.) în consumator; cunoscînd tensiunea de lucru a generatorului se poate deduce valoarea curentului.

Foarte important! Nu cuplaţi ampermetrul din greşeală la bornele unei surse de energie electrică! În mod sigur acesta se va deteriora.

MĂSURAREA REZISTENŢELOR. OHMMETRUL

Rezistoarele sînt piese electrice (sau, cum se mai numesc, componente) într-un circuit, montate în scopul limitării valorii unui curent, a diminuării unei tensiuni prin crearea unui sistem potenţiometric sau pentru amortizarea unor oscilaţii.

De reţinut că piesa (componenta) se numeşte rezistor, iar proprietatea sa de a se opune trecerii curentului electric se numeşte rezistenţă.

Aparatul care măsoară valoarea rezistenţei unui rezistor se numeşte ohmmetru, valoarea măsurată exprimîndu-se în ohmi [Ω].

Relaţia dintre tensiunea, curentul şi rezistenţa unui circuit electric este dată de legea lui Ohm: $U = I \cdot R$.

Deci, dacă la un circuit sau la bornele unui rezistor cunoaştem tensiunea şi curentul care circulă prin ele, putem determina valoarea rezistenţei acestora, calculînd raportul dintre aceste valori

$$R\,[\Omega] = \frac{U\,[\mathrm{V}]}{I\,[\mathrm{A}]}.$$

Principiul de măsurare practică a acestor valori este ilustrat în figura 24.19.

Ohmmetrele sînt construite tocmai pe aceste principii, schema lor generală cuprinzînd o sursă de energie, un instrument indicator şi un rezistor cu rezistenţa variabilă (fig. 24.20).

Conectînd la bornele AB un rezistor, R_x, circuitul se va închide şi prin el va circula un anumit curent citit pe instrument: cu cît valoarea R_x va fi mai mică, cu atît curentul prin circuit va fi mai mare, iar indicaţia instrumentului, de asemenea, mare, şi invers, curentul va avea valori cu atît mai mici cu cît valoarea R_x va fi mai mare. Practic, pentru măsurătoare, înainte de conectarea rezistorului R_x se unesc punctele A B şi se reglează din potenţiometrul P pînă indicaţia instrumen-

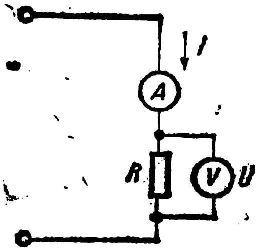


Fig. 24.19. Metodă de măsurare indirectă a rezistenţei electrice.

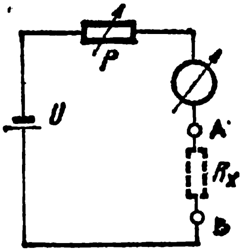


Fig. 24.20. Principiul ohmmetrului.

tului este maximă. Această situație se notează pe scală cu zero (0 Ω), fiindcă între A și B nu există rezistor. La desfacerea legăturii dintre A și B, instrumentul nu va indica nici o valoare, punct ce se va nota cu ∞ (infinit).

Cuplînd apoi la intrare rezistoare cu valori cunoscute se poate etalona scala ohmmetrului.

Acest aparat poate fi o componentă a unui aparat mai complex care măsoară tensiuni, curenți și rezistențe, numit AVO-metru (amperi, volți, ohmi).

Cu ohmmetrul se pot măsura, cu destulă precizie, rezistențe cu valori între 1 Ω și 1 MΩ, dacă sursa de alimentare are 4,5 V, dar dacă sursa are 9 V sau chiar mai mult, măsurătoarea se poate extinde la valori de rezistențe de peste 10 MΩ, o condiție fiind sensibilitatea instrumentului indicator care trebuie să fie de cel mult 50 μA.

Operativ, pentru game largi de valori sînt întrebuințate ohmmetrele electronice.

O altă cale pentru măsurarea rezistențelor este cea a folosirii punților. Acestea, deși concepute încă în secolul trecut, se folosesc și actualmente datorită simplității constructive, preciziei bune a măsurătorii și comodității de manipulare.

Schema principală a punții alimentată în c.c., cunoscută sub denumirea de punte Wheatstone, este prezentată în figura 24.21. După cum se observă, în componența punții sînt incluse: sursa de tensiune, instrumentul de măsură, trei rezistoare cu valori cunoscute (R_1—R_2—R_3).

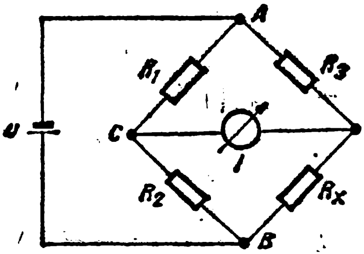


Fig. 24.21. Puntea rezistențelor.

Se zice că puntea este la echilibru cînd instrumentul nu indică trecerea unui curent între punctele C și D. În acest caz deducem că $U_C = U_D$.

În condiția de echilibru se poate scrie $R_1 \; R_x = R_2 R_3$, deci valoarea rezistenței necunoscute supusă măsurătorii, R_x, se poate calcula astfel:

$$R_x = \frac{R_2 \, R_3}{R_1}.$$

Instrumentul folosit la punte trebuie să aibă punctul de zero la mijlocul scalei.

Rezistoarele din punte se aleg astfel: R_1 are valoare fixă, R_2 este reglabilă între două valori, fiind, de fapt, un potențiometru, iar R_1 este un rezistor comutabil, pentru a da posibilitatea măsurării unei largi game de valori R_x, după cum apare și în puntea din figura 24.22, unde multiplicarea scalei este 10^1—10^2—10^3—10^4—10^5—10^6.

Măsurătoarea decurge astfel: se conectează rezistorul R_x, se cuplează bateria și se reglează R_2 (de la un cap la altul) pentru valori succesive ale lui R_{23} pînă se observă echilibrul punții. În această situație, pentru ca indicația zero să fie și mai exactă, se apasă butonul care scurtcircuitează rezistorul de 10 kΩ (serie cu instrumentul). Dacă în locul instrumentului de măsură

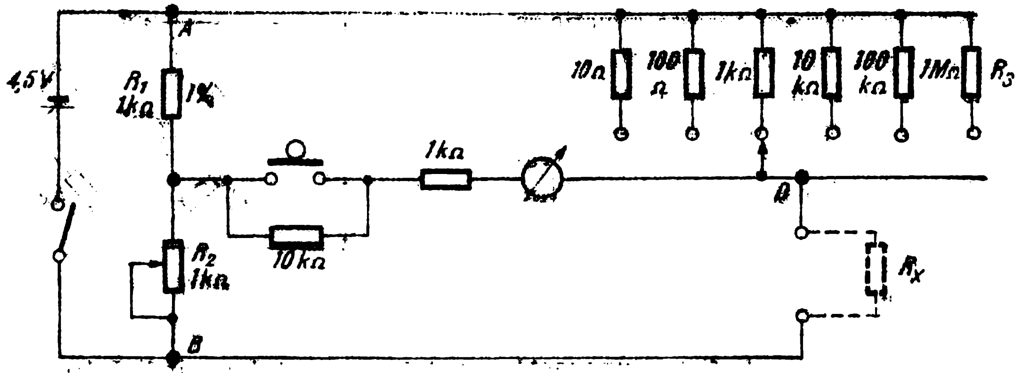

4,5V
A
R1
1kΩ
1%
1kΩ
10kΩ
R2
1kΩ
B
10Ω
100Ω
1kΩ
10kΩ
100kΩ
1MΩ
R3
0
Rx

Fig. 24.22. Schema unei punţi de măsură a unei game largi de rezistenţe.

vom conecta, de exemplu, un bec, acesta se va stinge numai la echilibrul punţii; în rest va sta aprins. Această înlocuire permite constructorului amator să-şi construiască o punte de măsurare a rezistoarelor fără să posede un instrument de măsură.

Etalonarea unei punţi nu se face greu; în jurul axului potenţiometrului R_3 se trasează o scală cu gradaţii 0—10. Punctele acestei scale se stabilesc făcînd măsurători ale unor rezistoare cunoscute, cuplate la bornele R_x (de exemplu, 10, 20, 30...100 Ω, atunci cînd R_3 este pe multiplicarea 0—100).

Aminteam de introducerea elementelor active pentru măsurarea rezistenţelor şi ca un exemplu concret este puntea din figura 24.23.

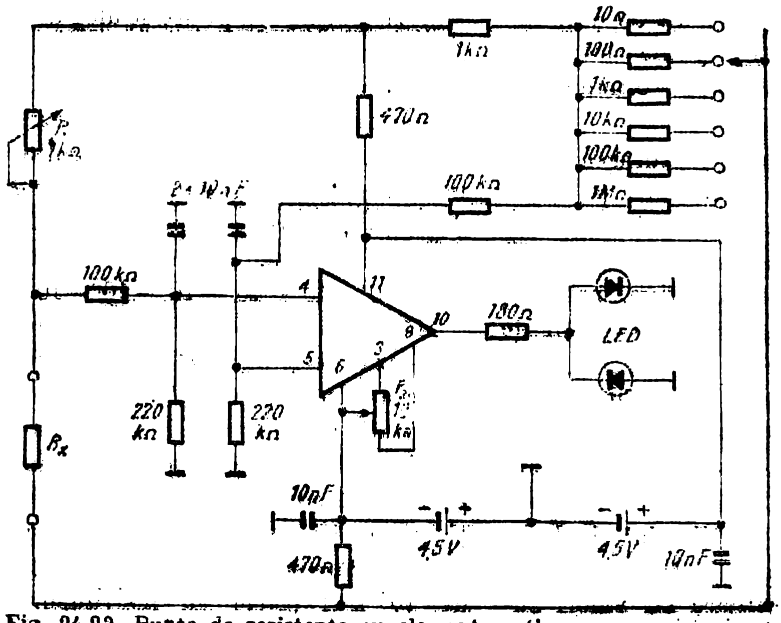

1kΩ
470Ω
100kΩ
10Ω
100Ω
1kΩ
10kΩ
100kΩ
1MΩ
P
1kΩ
2×10nF
100kΩ
4
11
10
8
3
5
6
180Ω
LED
220kΩ
220kΩ
P
10kΩ
Rx
10nF
4,5V
4,5V
10nF
470Ω

Fig. 24.23. Punte de rezistenţe cu elemente active.

Elementul activ este un circuit integrat βA 741, iar în locul instrumentului de măsură sînt plantate două diode LED. Amplificatorul se alimentează diferențial, astfel ca la ieșire se obține tensiune pozitivă și negativă, pentru alimentarea diodelor LED. Atunci cînd puntea este la echilibru, tensiunea este nulă pe pinul 10 al circuitului integrat și numai în această situație ambele diode LED sînt stinse.

Din potențiometrul P_1 se acționează ca și în cazul precedent pentru echilibrarea punții, potențiometrul P_2 fiind pentru reglajul de offset (intrările circuitului se conectează la masă și se reglează P_2 ca nici o diodă să nu fie aprinsă).

Cînd în locul sursei de c.c. se întrebuințează un semnal alternativ, puntea poate fi construită ca în figura 24.24.

Un multivibrator *RC* generează o undă dreptunghiulară care este aplicată punții. Echilibrul punții este sesizat în acest caz cu o pereche de căști. Valorile măsurabile sînt cuprinse între 10^2 și 10^6 Ω. O particularitate a acestei punți constă în faptul că ea poate măsura și capacitoare prin simpla poziționare a comutatorului. Reglajul pentru echilibrul acestei punți se face cu P_1, care se recomandă a fi un potențiometru bobinat.

MĂSURAREA CAPACITOARELOR ȘI A BOBINELOR

Aceste două elemente de circuit, capacitorul și bobina, au o largă aplicabilitate în montajele electronice, în special la cele ce funcționează în domeniul frecvențelor radio. Asupra acestora se fac măsurători pentru a constata dacă sînt în stare normală — măsurători calitative — și măsurători pentru a le determina exact valoarea, respectiv măsurători cantitative.

Calitativ, un capacitor se poate verifica apelînd la serviciile unui ohmmetru

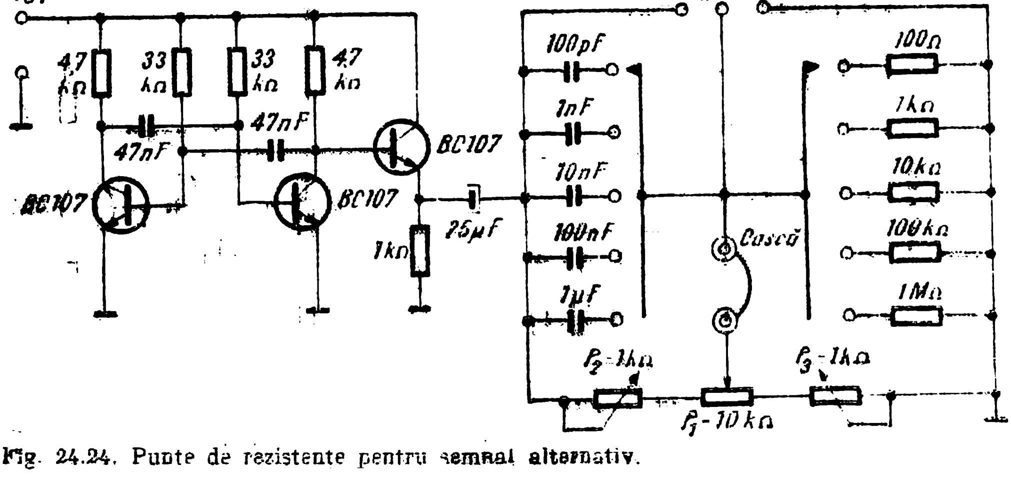


Fig. 24.24. Punte de rezistențe pentru semnal alternativ.

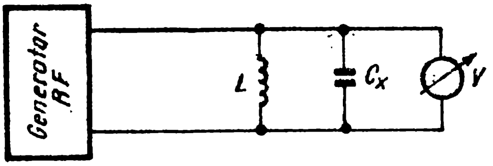

Generator RF
L
Cx
V

Fig. 24.25. Capacimetru cu circuit oscilant.

sau a unui tester. Un capacitor care permite trecerea c.c. prin el înseamnă că este în scurtcircuit, deci defect, pe cînd o bobină care nu lasă să treacă un c.c. prin ea este întreruptă, deci defectă.

Pentru ambele componente, cel mai des este folosită puntea alimentată în curent alternativ (de exemplu puntea din figura 24 pentru capacitoare). Capacitoarele și bobinele cu valori mici se măsoară construind cu ele circuite oscilante. Să presupunem că avem de măsurat un capacitor de valoare mică și construim pentru aceasta montajul din figura 24.25. În paralel, pe o bobină de valoare cunoscută, montăm capacitorul nostru C_x și le alimentăm de la un generator de radiofrecvență. Tot pe circuit este montat și un voltmetru electronic.

Variem frecvența semnalului din generator pînă observăm o valoare maximă indicată de voltmetru. La această frecvență circuitul este la rezonanță. Din relația $X_L = X_C$ deducem $C = \frac{1}{\omega^2 L}$, știut fiind că $\omega = 2\pi f$.

Aceeași metodă se poate utiliza și pentru măsurarea unei bobine. De astă dată elementul cunoscut din circuit este capacitorul. Totdeauna valoarea frecvenței se exprimă în hertzi (Hz), a capacității în farazi (F) și a inductanței în henry (H).

Industrial sînt construite capacimetre și inductanțmetre la care valoarea elementului măsurat este afișată.

Scopurilor amatoricești le corespunde montajul din figura 24.26.

Aici capacitorul C apare ca o reactanță serie cu rezistoare de valori cunoscute. Căderea de tensiune de pe rezisten-

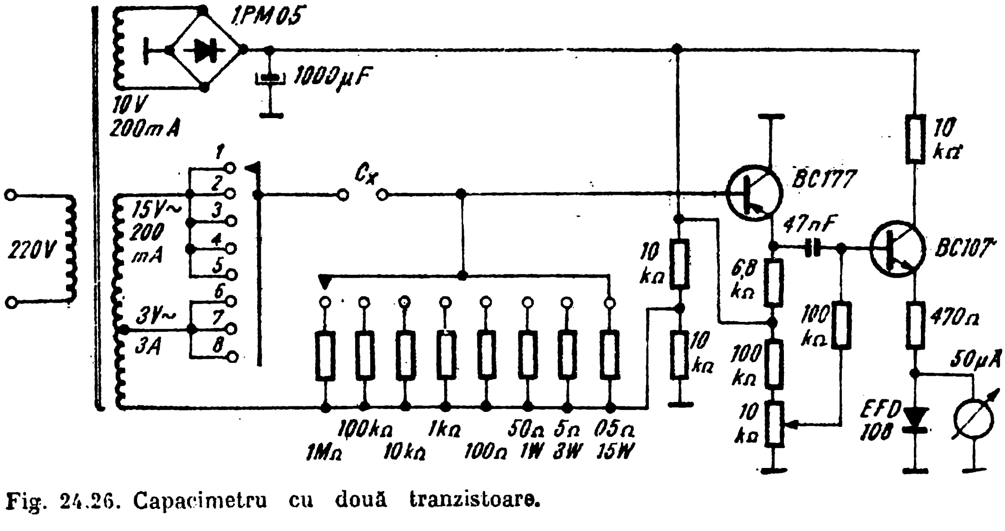

1PM05
1000µF
10V
200mA
220V
1
2
3
4
5
6
7
8
15V~
200
mA
3V~
3A
Cx
BC177
47nF
BC107
10 kΩ
10 kΩ
6,8 kΩ
100 kΩ
10 kΩ
100 kΩ
10 kΩ
10 kΩ
470Ω
50µA
EFD 108
100kΩ
1kΩ
50Ω
5Ω
0,5Ω
1MΩ
10kΩ
100Ω
1W
3W
15W

Fig. 24.26. Capacimetru cu două tranzistoare.

ță se citește cu un voltmetru electronic gradat în unități de capacitate electrică.

Domeniile de măsurare sînt 1) 20—250 pF 2) 100 pF — 1 nF; 3) 1 nF — 10 nF; 4) 10 nF — 100 nF; 5) 100 nF—1 μF; 6) 1 μF — 10 μF; 7) 10 μF — 100 μF; 8) 100 μF — 1 000 μF). Pentru primele domenii curentul care trece prin capacitor este mic, rezistoarele serie fiind obișnuite, dar pentru valori peste 1 μF curentul este mare, rezistoarele fiind bobinate.

Timpul cît se execută o măsurătoare trebuie să fie cît mai scurt.

Dacă în general măsurarea capacitoarelor cu hîrtie, mică etc. se efectuează ușor cu ajutorul capacimetrelor sau a unor montaje adecvate (punte, circuite oscilante), capacitoarele electrolitice sînt mai dificil de măsurat, în special pentru constructorul amator care dispune de o limitată gamă de aparate de măsură.

Capacitoarele electrolitice, fiind construite din armături de aluminiu sau tantal au ca electrolit acid boric (pentru aluminiu), respectiv acid sulfuric și în ambele cazuri izolația se prezintă sub forma unei pelicuie de oxid ce acoperă electrodul, peliculă ce ține loc de dielectric care înmagazinează energia. La capacitoarele în perfectă stare de funcționare această peliculă se comportă ca o diodă, adică în sensul de polarizare circulă un curent mic, în sens invers valoarea curentului putînd fi importantă.

Din acest motiv trebuie respectat cu strictețe modul cum se cuplează un capacitor electrolitic; cuplat greșit poate produce avarii în circuit, iar în plus deteriorarea lui.

Se cunoaște că dacă la bornele unui capacitor încărcat se cuplează un rezistor, capacitorul se descarcă (consumă energia pe rezistor) într-un timp proporțional cu produsul valorilor capacitorului și rezistorului (relație valabilă și la încărcare).

Din legea de descărcare a capacitoarelor (lege exponențială) se poate aproxima că atunci cînd tensiunea scade de 2,7 ori, timpul de descărcare este egal cu constanta *RC* (*R* fiind rezistorul cuplat la capacitorul de valoare *C*).

De exemplu, avem un capacitor cuplat la o tensiune de 35 V și pe el branșăm un voltmetru cu impedanța de 20 k Ω/V pe scala de 50 V. Rezistența oferită de instrument va fi de 1 M Ω, ceea ce va conduce la o descărcare prea lentă a capacitorului și atunci mai cuplăm 100 k Ω care în paralel cu instrumentul dau 91 k Ω. Din împărțirea tensiunii inițiale de 35 V, la 2,7, rezultă 12,9 V.

Se ia un cronometru și se verifică timpul pînă cînd tensiunea scade (citită pe voltmetru) de la 35 V la 12,9 V. Să presupunem că durata este de 46 secunde. Împărțim acest timp la valoarea rezistenței (91 k Ω) și deducem valoarea capacitorului, 500 μF.

Aproximarea valorii capacitorului cu această metodă este destul de bună.

Tot de aprecieri aparte se bucură și măsurarea bobinelor de valori mari, bobine folosite în șocuri de filtraj, inductanțe în filtre de separație etc. Asemenea bobine sînt confecționate

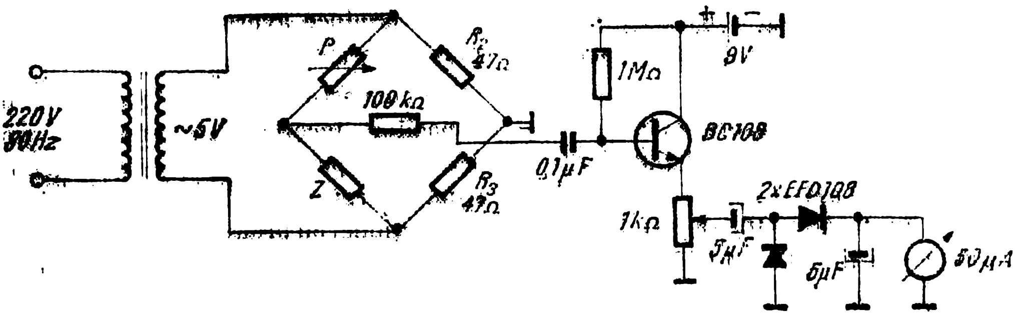


Fig. 24.27 Punte pentru măsurarea inductanțelor.

pe miezuri feromagnetice (tole de tablă ferosiliciu, permaloy) prezentînd în afara inductanței și o rezistență proprie destul de pronunțată.

Nu vom ține cont de capacitățile dintre spire, fiindcă lucrînd în frecvențe joase acestea nu influențează funcționarea. Dacă la bornele unei astfel de bobine se aplică o tensiune alternativă de frecvență f și valoarea eficace U, relația între tensiune și curent este $U = IZ$, unde Z este impedanța circuitului ($Z^2 = R^2 + \omega^2 L^2$). Cum măsurătoarea se face cu semnul de 50 Hz, atunci $\omega = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 = 314$.

Ca să determinăm pe R, măsurăm bobina cu un ohmmetru sau cu o punte în curent continuu. Ca să determinăm impedanța Z, din care apoi vom extrage inductanța, utilizăm o punte în curent alternativ (fig. 24.27). În locul indicatorului, de astă dată este montat un voltmetru electronic (improvizat), care poate citi foarte bine echilibrul punții. Potențiometrul P se poate înlocui prin tatonare cu valori fixe de rezistență.

Se consideră o măsurătoare bună cînd precizia este de 10% și foarte bună cînd precizia este sub 10%. Fiind în felul acesta determinat Z, inductanța are expresia: $L = \dfrac{Z^2 - R^2}{314}$.

Cele descrise sînt modalități la îndemîna constructorilor amatori de a determina cu mijloace proprii valoarea unui capacitor sau a unei bobine.

MĂSURAREA PUTERII

Tehnica măsurării puterii electrice într-o instalație, a puterii debitate de un generator sau amplificator se bazează pe modul cum se măsoară căderile de tensiune și curenții care circulă prin element. Concret, un montaj de măsurarea puterii în c.c. este ilustrat în figura 24.28.

La sursa de tensiune U este conectat rezistorul R; în circuit este introdus ampermetrul A, iar la bornele lui R este conectat voltmetrul V. Citind

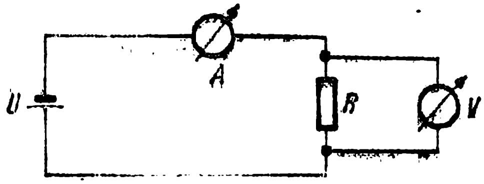


Fig. 24.28 Montaj pentru măsurarea puterii în c.c.

valorile indicate de A și V putem apoi calcula puterea electrică, consumată de rezistorul R.

$$P[W] = I[A] \times U[V].$$

Cînd se cunoaște valoarea rezistorului nu mai avem nevoie să măsurăm ambele mărimi electrice, curentul și tensiunea, ci numai una din ele, fiindcă în acest caz puterea se poate calcula după una din formulele:

$$P = RI^2 = \frac{U^2}{R}.$$

Există și aparate numite *wattmetre* care măsoară puterea, dar numai pe anumite valori ale rezistenței de sarcină, de exemplu, 4 Ω sau 8 Ω, la amplificatoare sau aparate de radio. Un astfel de wattmetru este format dintr-o rezistență de sarcină cu valoare cunoscută și un voltmetru etalonat direct în valori de putere. Măsurarea efectuată în acest caz trebuie să poarte totdeauna specificația valorii sarcinei. De exemplu, la un amplificator s-a măsurat 50 W pe 4 Ω.

Măsurători de putere se efectuează și în curenți cu frecvența mai ridicată, dar în acest caz se folosesc metode mai speciale, cum ar fi metoda calorimetrică sau metoda fotometrică. Metoda calorimetrică folosește o anumită rezistență de sarcină introdusă în apă. Măsurînd diferența de temperatură a apei într-un interval de timp se poate deduce puterea electrică disipată de sursă. Această metodă este folosită numai în instalații speciale, pe cînd metoda fotometrică poate fi abordată și de radioamatori cînd doresc, de exemplu, să măsoare puterea utilă a purtătoarei debitată de un emițător.

Procedeul de măsurare conform figurii 24.29 decurge astfel: se conectează la emițător ca sarcină un bec, de exemplu, 12 V/10 W (funcție de puterea emițătorului), în serie cu un rezistor de 40—45 Ω; la conectarea emițătorului, cînd becul va începe să ilumineze, apropiem de el fotorezistența FR din amplificatorul de c.c.

Inițial polarizarea etajului este stabilită ca indicația instrumentului să fie de cîteva diviziuni. Apropiem deci

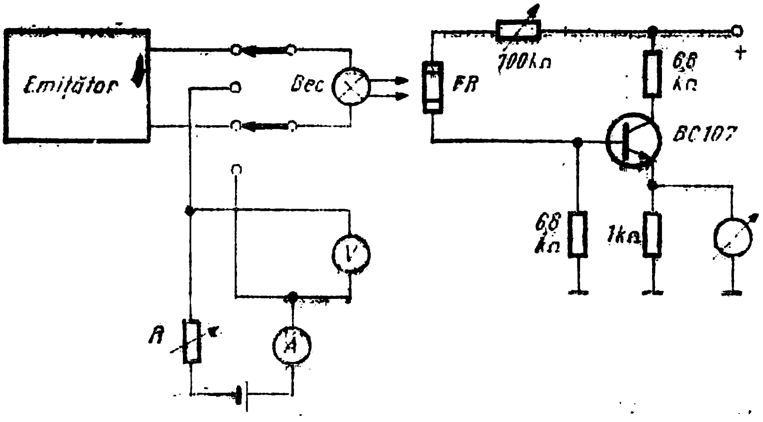


Fig. 24.29. Măsurarea puterii utile a purtătoarei debitată de un emițător.

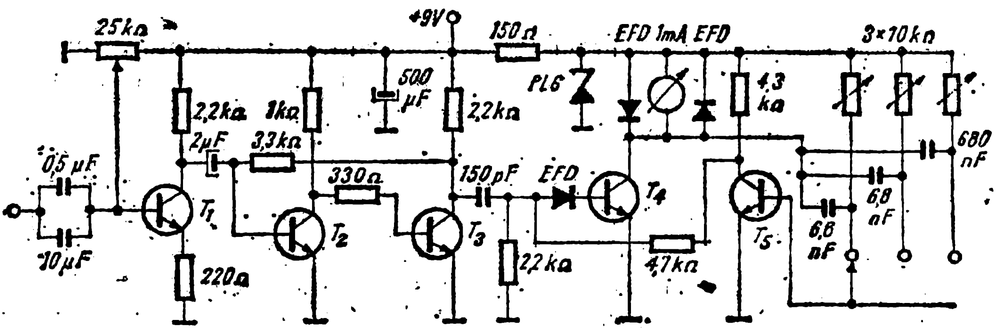


Fig. 24.30. Frecvențmetru pentru semnale audio.

fotorezistența de bec și instrumentul din emitor va indica o valoare mai mare. Oprim emițătorul și comutăm sarcina sa pe o baterie la care, cu ajutorul reostatului R, variem curentul din circuit pînă cînd instrumentul din emitorul tranzistorului va avea indicația anterioară. Citim pe A și V valorile respective și determinăm puterea. Puterea de substituție care rezultă este sensibil egală cu puterea debitată de emițător. Acest mod de determinare a puterii se utilizează pînă pe la frecvența de 15 MHz, după care erorile cresc substanțial.

Măsurătorile de putere în cazul curentului industrial, de 50 Hz, cînd sarcinile sînt rezistive se fac ca și în cazul curentului continuu, cu ajutorul voltmetrului și al ampermetrului.

MĂSURAREA FRECVENȚEI

Măsurarea frecvenței este o operație care dă informații directe dacă se utilizează *frecvențmetre*, sau valoarea este determinată indirect prin intermediul metodelor de comparație. Astfel, un frecvențmetru pentru semnale audio este prezentat în figura 24.30. Principiul de funcționare este următorul: primul tranzistor amplifică semnalul primit, iar acest semnal comandă un triger (T_2T_3), la ieșirea căruia se obțin impulsuri de curent.

Impulsurile pozitive (vîrfuri de scurtă durată) comandă circuitul monostabil T_4T_5. Tensiunea medie din colectorul lui T_4 este direct proporțională cu frecvența semnalului de la intrare, valoare urmărită de instrumentul indicator etalonat direct în unități de frecvență.

Frecvențele radio se pot măsura cu ajutorul undametrului (fig. 24.31), care este alcătuit dintr-un circuit oscilant și un amplificator de curent continuu. Semnalul de măsurat este preluat de la bobina L_T. Circuitul de intrare al undametrului este L_2C_V, care se aduce la rezonanță pe frecvența semnalului

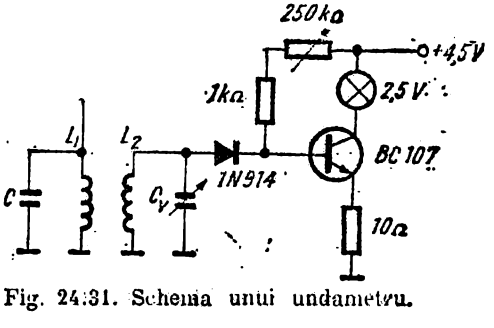


Fig. 24.31. Schema unui undametru.

din capacitorul variabil *Cv*. La rezonanță valoarea semnalului este maxim; în acest caz tranzistorul se deschide cel mai mult, provocînd iluminarea puternică a becului. Practic măsurătoarea decurge astfel: se apropie L_2 de L_1 și se rotește *Cv* pînă becul are iluminarea maximă. În jurul axului lui *Cv* este montată o scală gradată direct în frecvențe. Spre a se acoperi mai multe game de frecvențe se construiesc mai multe tipuri de bobine L_2.

Frecvențele radio mai pot fi măsurate și prin metoda heterodinării, adică frecvența necunoscută împreună cu o frecvență cunoscută sînt aplicate unui element neliniar, la ieșirea căruia se ascultă diferența dintre semnale; cînd semnalele au aceeași frecvență, la ieșire nu se aude nimic (fig. 24.32).

Unii constructori amatori își construiesc generatoare de semnal și încearcă în timpul reglajelor să determine cît de cît pe ce frecvență oscilează. Aceasta se poate determina cu ajutorul unui radioreceptor astfel: o bucățică de sîrmă, ca antenă, este apropiată de etajul oscilator; se modifică apoi acordul receptorului (eventual și gama) pînă ce în difuzor se aude un fluierat, după care (la acord exact) un anumit zgomot sub formă de fîșîit. Pe scala aparatului, cu oarecare aproximație, se citește frecvența oscilatorului.

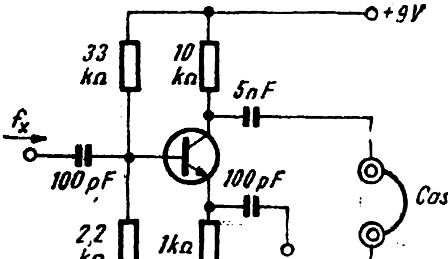


Fig. 24.32. Montaj pentru măsurarea frecvențelor radio prin metoda heterodinării.

Actualmente pentru măsurarea frecvențelor mari sau mici sînt construite, grație circuitelor integrate, frecvențmetre numerice. Un astfel de frecvențmetru, în mare, este compus dintr-un generator bază de timp, care are o frecvență foarte exactă, un numărător și un afișaj. Baza de timp permite numărătorului numai pe intervale de timp bine stabilite (de exemplu, 1 s) să numere cîte sinusoide (transformate impulsuri) primește la intrare. Rezultatul este apoi afișat și citirea frecvenței se face direct. Aparate pe acest principiu de funcționare măsoară frecvențe de pînă la 500 MHz.

OSCILOSCOPUL CATODIC

Osciloscopul catodic este un aparat de măsură de construcție specială, care permite vizualizarea și fotografierea formei diferitelor semnale electrice.

Elementul principal al acestui aparat este tubul catodic.

Tubul catodic, pe lîngă alți electrozi, este prevăzut cu două perechi de plăci, cu ajutorul cărora fluxul de electroni este baleiat într-un sistem de axe rectangulare, respectiv după axa *Y* și axa *X*.

Pe axa *Y* (a ordonatelor) se urmărește amplitudinea semnalului, iar pe axa *X* variația sa în timp. Ca variația în timp să nu sufere deformări, semnaul de baleiaj pe orizontală este linear crescător, avînd forma dintelui de fierăstrău. Tensiunile aplicate pe plăci trebuie să aibă valori destul de mari și de aceea, în osciloscop, pentru fiecare pereche de plăci există cîte un amplificator.

Cu osciloscopul se pot vizualiza tensiuni sinusoidale, sub formă de impulsuri, unde modulate, se pot măsura frecvențe, defazaje între două semnale etc.

În fața ecranului este montată o placă transparentă cu un caroiaj ca al hîrtiei milimetrice. Dacă dorim să măsurăm amplitudinea unui semnal etalonăm mai întîi osciloscopul, în sensul că aplicăm la intrare un semnal cu amplitudinea cunoscută, de exemplu, un semnal sinusoidal de 1 V vîrf vîrf. Reglăm amplificarea pe Y și acest semnal va fi cuprins între liniile ce marchează o distanță de 2 cm. Sensibilitatea osciloscopului este în acest caz de 0,5 V/cm. Aplicînd acum un semnal necunoscut el se va limita între două repere. Citim distanța între aceste repere și facem calculul: 0,5 V × × numărul de centimetri (eventual milimetri) și obținem valoarea vîrf vîrf al semnalului. Dacă semnalul este sinusoidal putem verifica măsurătoarea cu un voltmetru. Voltmetrul citește valori eficace ($Uef = Uvv/2{,}82$). Așa se măsoară amplitudinea oricărei forme de semnal, de la curent continuu pînă la impulsuri.

Tehnica măsurătorii amplitudinii unui semnal este foarte des folosită în televiziune. Constructorul amator a văzut că pe schemele televizoarelor sînt ilustrate și formele semnalelor (indicînd amplitudinea) în diverse puncte ale montajului, această pentru a se putea opera o bună reparație în caz de nevoie.

Măsurarea frecvențelor se poate de asemenea, face cu osciloscopul prin mai multe metode. Metoda substituției este foarte simplă: se aplică la intrarea osciloscopului semnalul de măsurat cu frecvența fx; se caută ca pe ecran să apară o sinusoidă (sau chiar sinusoide 2—3), de amplitudine convenabilă și foarte stabilă.

Se înlocuiește semnalul necunoscut cu un semnal de la un generator. Se reglează frecvența generatorului pînă ce pe ecran refacem figura anterioară. În acest caz cele două semnale vor fi de aceeași frecvență (fig. 24.33). Dacă osciloscopul are posibilitatea modulării spotului în intensitate, atunci se procedează astfel: semnalul cu frecvența necunoscută, fx, se aplică la intrarea Y, iar pe G_1 — catod se aplică semnal fe de la un generator (fig. 24.34).

Sinusoida semnalului fx va apărea din segmente de linii, fiindcă semnalul fe blochează spotul în semialternanțele negative (se ia totdeauna $fe > fx$). În figura 24.34 apare sinusoida din 16 segmente de unde $fx = fe/16$. Practic această înseamnă că durata pentru

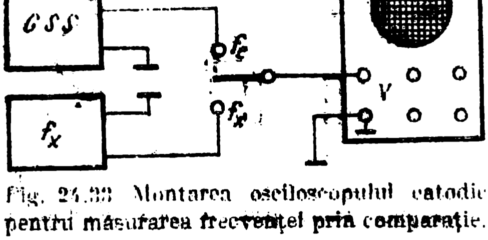


Fig. 24.33 Montarea osciloscopului catodic pentru măsurarea frecvenței prin comparație.

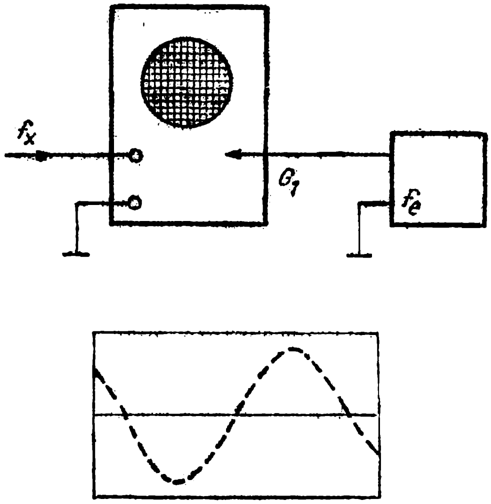


Fig. 24.34. Altă metodă de măsurare a frecvenței cu osciloscopul catodic.

o sinusoidă fx este de 16 ori (de N ori) mai mare ca pentru o sinusoidă fe. La această metodă se va căuta ca fe și fx să aibă un raport întreg. Tot pentru măsurarea frecvențelor se utilizează figurile Lissajous. Aici pe intrarea Y se aplică frecvența fx, iar pe intrarea X frecvența fe (bază de timp deconectată). Pe ecran vor apărea diverse curbe închise. Cînd curba este o elipsă sau un cerc (numai atunci) $fx = fe$; în rest curba care apare se taie cu două linii, una orizontală și una verticală (prin locurile unde dau un număr maxim de puncte de intersecție). Totdeauna raportul punctelor determinate este $N_H \cdot fe = N_V \cdot fx$. Grație aceste relații se regăsesc în curbele Lissajous din figura 24.35.

Apariția frecvențmetrelor electronice cu circuite integrate a redus mult din importanța osciloscopului rămînînd însă, foarte util în tehnica impulsurilor.

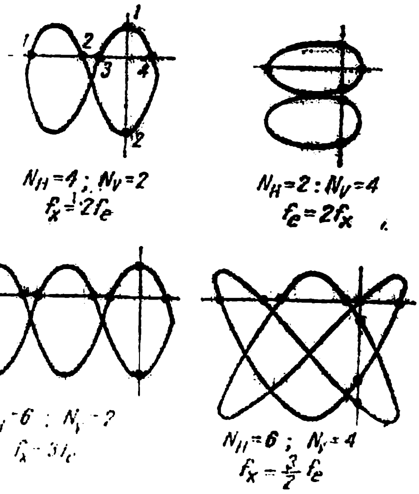


Fig. 24.35. Curbele Lissajous.

Cu osciloscopul se poate măsura și gradul de modulație pentru semnalele modulate în amplitudine. Metoda directă constă în aplicarea semnalului modulat pe intrarea Y. Se reglează baza de timp pînă cînd pe ecran apare, de exemplu, o undă de forma din figura 24.36. Se iau cele două dimensiuni, A și B, și se calculează

$$m = \frac{A - B}{A + B}$$

Cînd la bornele Y se aplică unda modulată, iar la bornele X semnalul modulator, pe ecran apare un desen sub formă de trapez; de aceea aceasta

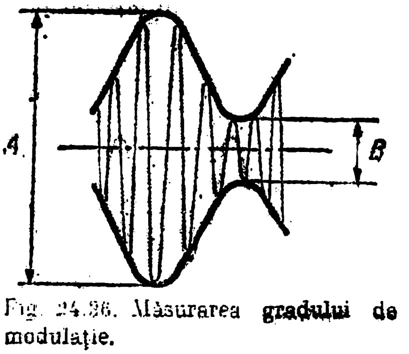


Fig. 24.36. Măsurarea gradului de modulație.

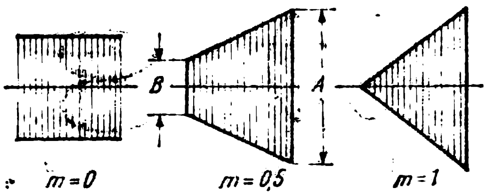


Fig. 24.37. Metoda trapezului.

metodă este numită a trapezului (fig. 24.37). Și aici se măsoară dimensiunile trapezului și se calculează $m = \frac{A-B}{A+B}$.

După cum s-a amintit anterior, osciloscopul catodic permite vizualizarea impulsurilor dintr-un televizor. Astfel dacă la un televizor Miraj apare o instabilitate pe linii vom controla, printre altele, și curbele de la comparatorul de fază. În schema electrică a acestui televizor, impulsurile provenite de la separator au aspectul din figura 24.38 și această formă de semnal este indicată în punctul 5 (între diode). Se caută în televizor punctul de măsură indicat și se cuplează osciloscopul. Lipsa impulsurilor sau deformări ale acestora impune verificarea pieselor pe traseul tub separator—comparator.

Cîteva recomandări pentru utilizarea osciloscopului

După cuplarea tensiunii, aparatul se lasă cîteva minute spre a intra într-un regim termic normal, apoi se reglează luminozitatea și focalizarea (spot cît mai subțire și bine conturat).

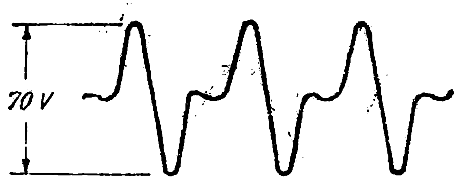


Fig. 24.38. Vizualizarea impulsurilor dintr-un televizor.

Înainte de a introduce semnal se va fixa comutatorul sau butonul de la amplificatorul *Y* pe sensibilitatea cea mai mică. Cablele de intrare vor fi ecranate, iar carcasa osciloscopului pusă la masă.

Dacă cele prezentate mai sus au fost cîteva aparate și metode de măsurare a principalelor mărimi electrice, constructorul în activitatea sa mai poate folosi o serie de testere, adaptoare și chiar unele montaje improvizate, cu ajutorul cărora să pună în evidență prezența, și de multe ori mărimea (cu aproximație), unui semnal. Astfel, mult mai la îndemînă este să se constate dacă o baterie electrică este bună folosind un bec decît un voltmetru: dacă becul iluminează, în mod sigur bateria este bună, deci are rezistență internă mică. Măsurînd cu voltmetrul, aceasta va indica numai valoarea f.e.m., iar montînd bateria într-un aparat s-ar putea ca acesta să nu mai fie alimentat corect. Deci becul de multe ori este cel mai indicat pentru verificări electrice. Tot cu ajutorul unui bec, de astă dată de 220 V/60 W, se pot verifica siguranțele de la tablou sau aparatele electrice. Becul dotat cu 2 fire (izolate și cu capete de testare) are un terminal cuplat la masă (potențial zero), iar cu celălalt terminal se ating diverse siguranțe și atunci cînd el nu se aprinde, siguranța respectivă este intreruptă. Tot cu ajutorul becului se poate face verificarea unui reșou electric. În serie cu reșoul (ca un ampermetru) se

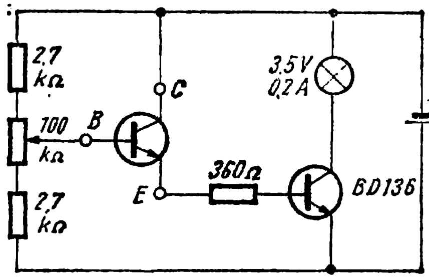


Fig. 24.39. Tranzistormetru.

montează becul; dacă becul se aprinde, reşoul este bun. Există apoi posibilitatea verificării unor piese sau componente cu ajutorul unor testere. De exemplu, un simplu multivibrator care furnizează o serie de impulsuri poate folosi la verificarea unui amplificator, aparat de radio sau televizor. Cuplînd acest semnal constatăm dacă starea aparatului se modifică, ceea ce înseamnă o continuitate în lanţul său electric.

Există însă şi componente electronice, cum ar fi tranzistoarele, circuitele integrate sau cristalele cu cuarţ care pentru verificare implică montaje sau chiar aparate speciale.

De exemplu, un tranzistor poate fi verificat dacă se introduce într-un radioreceptor special construit acestui scop, dar cel mai sigur este verificarea sa cu un *tranzistormetru*. Un tranzistormetru foarte simplu este prezentat în figura 24.39.

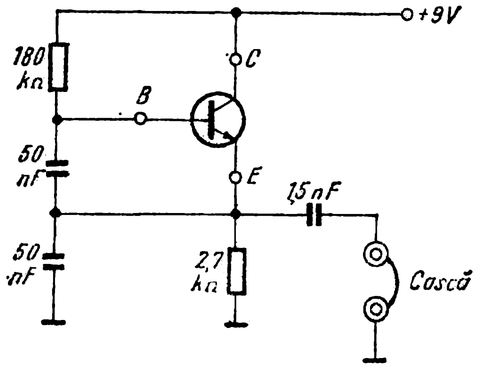


Fig. 24.40. Montaj pentru verificarea unui tranzistor.

Aici tranzistorul supus verificării are baza cuplată la potenţiometrul de 100 k Ω, cu ajutorul căruia i se poate modifica polarizarea şi implicit să fie mai mult sau mai puţin deschis. Această situaţie este sesizată de amplificatorul cu BD 136. Dacă iluminarea becului nu se poate modifica, tranzistorul testat este defect.

Tot pentru verificarea unui tranzistor foloseşte şi montajul din figura 24.40. Etajul este un oscilator; dacă tranzistorul este bun în cască se va auzi semnalul de la oscilator.

Asemenea circuite simple, pentru diverse scopuri, pot fi găsite în reviste sau cărţi de specialitate. Cel care le foloseşte trebuie să posede însă cunoştinţe generale despre modul cum se realizează o măsurătoare, despre instrumentele şi unităţile de măsură.

CUPRINS

În loc de prefață: A CONSTRUI – A EXPERIMENTA
de prof. dr. doc. ing. Edmond Nicolau 5

Notă asupra ediției 9

Capitolul 1
Mircea Schmol
LABORATORUL ȘI ORGANIZAREA LUI 11

Capitolul 2
Mircea Schmol
MATERIALE FOLOSITE DE ELECTRONISTUL AMATOR 25

Materiale izolatoare (25). **Lacuri, vopsele, chituri** (27). **Uleiuri** (27). **Materiale metalice** (29). **Materiale diverse** (34).

Capitolul 3
Corneliu Ițcou
REZISTOARE 39

Rezistență electrică. Rezistoare (39). **Generalități** (39). **Clasificare, simboluri grafice** (39). **Caracteristicii principale** (41). **Marcarea rezistoarelor. Codul culorilor** (44). **Tipuri de rezistoare și recomandări privind utilizarea acestora în montaje electronice** (44). Rezistoare cu peliculă (45). Rezistoare de volum (47). Rezistoare bobinate (47). **Potențiometre** (49). **Rezistoare neliniare** (49). Varistoare (50). Aplicații (50).

Capitolul 4
Imre Szatmary
CAPACITOARE 53

Parametri caracteristici (53). **Tipuri de capacitoare** (57). Capacitoare cu dielectric hîrtie impregnată (58). Capacitoare bobinate cu film plastic (59). Capacitoare ceramice (61). Capacitoare reglabile (68). Capacitoarele în circuite (70).

Capitolul 5
Imre Szatmáry

BOBINE 79

Principalele caracteristici electrice ale bobinelor (80). Bobine fără miez (80). Calculul inductanţei bobinelor pe aer cu un strat (81). Calculul bobinelor pe aer cu mai multe straturi (83). Bobine cu miez magnetic (84). Bobine de joasă frecvenţă (88). Bobine de radiofrecvenţă (89). Antene de ferită (93).

Capitolul 6
Ilie Mihăescu și Alexandru Mărculescu

TRANSFORMATOARE DE REŢEA 94

Calculul puterilor (95). Secţiunea miezului (96). Calculul înfăşurărilor (97). Diametrul conductoarelor (98). Calculul spaţiului ocupat de înfăşurări (100).

Capitolul 7
Mircea Schmol

TRANSDUCTOARE ELECTROACUSTICE 103

Microfoanele (103). Dozele de redat discuri (105). Căştile (107). Difuzoarele (108). Conectarea în montaje a transductoarelor (110). Aplicaţii (115).

Capitolul 8
Mircea Schmol

PRACTICA MONTAJULUI 120

Capitolul 9
Iosif Lingvay

DIODE 130

Generalităţi (130). Diode redresoare (131). Punţi redresoare (133). Diode redresoare rapide (133). Diode de comutaţie (133). Diode varicap (134). Diode Zener (135). Aplicaţiile specifice diodelor Zener (137). Diode Zener speciale (141). Diode varactor (143). Diode GUNN (143). Diode IMPATT (143). Diode SCHOTTKY (144). Dioda tunel (144). Diode PIN (145).

Capitolul 10
Dumitru Sdrulla

TRANZISTOARE BIPOLARE 147

Introducere (147). Principalii parametri ai tranzistoarelor bipolare (149). Montaje cu tranzistoare (154). Amplificator de mică putere, de uz general (154). Preamplificator de picup, cu egalizare şi filtre de zgomot (155). Preamplificator cu corecţie de ton şi reglare a volumului (156). Amplificator de mică putere, cu tranzistoare complementare (156). Amplificator în clasă B, cu tranzistoare complementare (159). Amplificator de 15 W, de performanţe ridicate, cu tranzistoare complementare (160). Amplificatoare de putere, cu tranzistoare Darlington monolitice de putere (162). Amplificatoare de semnal mic şi bandă largă, cu tranzistoare *pnp* de foarte înaltă frecvenţă (164). Tuner UUS cu tranzistoare *pnp* (165). Oscilator *RC* pentru frecvenţe foarte joase (166). 'Oscilator *RC* pentru instrumente muzicale electronice simple (166).

Capitolul 11

Alexandru Mărculescu

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP 168

Principiul de funcţionare. Clasificare (168). **Simboluri** (173). **Caracteristicile de ieşire** (175). **Caracteristicile de transfer** (178). **Moduri de conexiune** (181). **Circuite de polarizare** (183). **Protecţia grilei. Precauţii de manipulare** (186). **Date de catalog** (187). **Aplicaţii** (190).

Capitolul 12

Imre Szatmary

TRANZISTOARE UNIJONCŢIUNE 202

Cum funcţionează TUJ-ul? (202). **Aplicaţii cu TUJ** (205).

Capitolul 13

Gheorghe Băluţă şi Mircea Negreanu

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE 212

Introducere (212). **Celula fotovoltaică** (213). Exponometru cu celulă fotovoltaică (218). Alimentator cu celule fotovoltaice (219). **Fotodioda** (220). Releu fotoelectric (223). Releu fotoelectric cu lumină modulată (224). **Fototranzistorul** (226). Baliză automată (228). Releu fotoelectric cu monostabil (229). **Diode electroluminiscente** (230). Indicator de tensiune pentru autoturism (233). **Cuplorul optic** (235). Semnalizator optoelectronic pentru aparate de măsură (237).

Capitolul 14

Adrian Biţoiu

TIRISTOARE 239

Generalităţi (239). **Parametrii electrici ai tiristorului** (241). **Aplicaţii** (243). Amorsare (243). **Dezamorsare** (244). Montaje diverse (244).

Capitolul 15

Corneliu Iţcou

DIACUL ŞI TRIACUL 248

Triacul (248). Definiţie şi simbol grafic (248). Caracteristica curent-tensiune a triacului (249). Circuite de comandă pentru triac (250). **Diacul** (253). Definiţie şi simbol grafic (253). Caracteristica curent-tensiune a diacului (253). Aplicaţii ale diacelor (254). **Scheme practice realizate cu triace şi diace** (256). Triace şi diace româneşti (256). Scheme cu triace şi diace (257).

Capitolul 16

Andrian Nicolae

CIRCUITE INTEGRATE LOGICE 264

Generalităţi (264). **Clasificare** (265). **Descriere. Reprezentare simbolică** (266). Circuitul logic SI (conjuncţia) (266). Circuitul logic SAU (disjuncţia) (266). Circuitul logic NU (negaţia) (267). Circuitul logic SI-NU (NAND) (267). Circuitul logic SAU-NU (NOR) (268). **Circuite integrate logice bipolare** (268). Circuite integrate logice tranzistor-rezistor (RTL) (269). Circuite integrate logice rezistor-capacitor-rezistor (RCTL) (269). Circuite integrate logice cu tranzistoare cuplate direct (DCTL) (269). Circuite integrate logice cu tranzistoare şi diode (DTL) (270). Circuite integrate logice tranzistor-tranzistor (TTL) (271). Circuite integrate logice cu cuplaj prin emitor (ECL) (278). Circuite integrate logice de injecţie (I^2L) (278). **Circuite integrate MOS** (279). **Circuite integrate CMOS(MOS complementare)** (280). **Montaje cu circuite (porţi) integrate logice** (282). Indicator de volum (VU-metru) (282). Cifru electronic cu circuite logice (283). Turometru (284). Tester radio-tv (284). Canar electronic (286).

Capitolul 17

Andrian Nicolae

CIRCUITE BASCULANTE 287

Circuite basculante bistabile (CBB) (287). Circuitul basculant tip R-S (287). Circuitul basculant tip J-K (288). Circuitul basculant tip D (291). **Montaje cu circuite basculante bistabile** (292). Calibrator (292). Releu de timp (293). **Circuite basculante monostabile (CBM)** (295). Indicaţii de utilizare (295). **Montaje cu circuite basculante monostabile integrate** (296). Testarea rapidă a tranzistoarelor (296). Testarea montajelor cu circuite integrate logice (298). Telecomandă pe 3 canale (299). Generator de test radio-tv (300). **Circuite basculante astabile (CBA)** (301). **Montaje cu circuite basculante astabile realizate cu porţi logice** (305). Generator (305). Avertizor (sirenă avertizoare) (306). Semnalizator de staţionare auto-moto (307). Semnalizator de umiditate (308).

Capitolul 18

Andrian Nicolae

REGISTRE 310

Registrul serie (310). Registrul paralel (311). Registrele serie-paralel (311). Registre statice (312). Registre dinamice (313). Montaj cu registru de deplasare: lumină dinamică (314).

Capitolul 19

Andrian Nicolae

NUMĂRĂTOARE 315

Numărătoare asincrone (315). Circuitul integrat CDB 493 E (316). Numărătorul CDB 490 E (317). **Numărătoare sincrone** (318). **Montaje cu numărătoarele integrate CDB 490 E şi CDB 493 E** (320). Temporizator digital (320). Generator de semnale etalon (321). Zar electronic (323).

Capitolul 20

Andrian Nicolae

DECODIFICATOARE 325

Descriere. Aplicaţii (325). **Montaje cu decodificatorul CDB 442 E** (326). Traductor digital de poziţie (326). Generator multiton (327). Lacăt electronic (329).

Capitolul 21

Imre Szatmary

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE 331

Amplificatorul operaţional (332). Circuitul amplificator inversor cu reacţie (333). Circuitul amplificator neinversor cu reacţie (334). Circuitul repetor pe tensiune (334). Circuitul amplificator diferenţial cu reacţie (335). Caracteristicile dinamice ale amplificatoarelor operaţionale (336). **Amplificatoare de audiofrecvenţă** (342). **Scheme practice** (344). Filtre active (345). Filtrul trece sus, de ordinul doi, cu reacţie multiplă (348). Reglajul tonului (349). Generatoare de semnale (355). Amplificatoare limitatoare (361). Comparatoare (363). Circuite de temporizare (366). Circuite radio (371). Circuite amplificatoare de putere (381). Disiparea căldurii la circuitele integrate (386).

Capitolul 22

Imre Szatmary

SURSE DE ALIMENTARE 391

Surse de tensiune stabilizată (391). Redresorul (391). Stabilizatoare de tensiune (395). **Alimentarea la baterii** (410).

Capitolul 23

Alexandru Mărculescu

DISIPAŢIA CĂLDURII 413

Generalităţi (413). **Măsuri practice** (414) Şunt termic (418). Radiatoare mici (418) Vaselină siliconică (420). Montarea tranzistoarelor pe radiator (420). Exemplu de calcul al regimului termic prin metoda grafică (421).

Capitolul 24.

Ilie Mihăescu

TEHNICA MĂSURĂRILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ .. 424

Introducere (424). **Măsurarea tensiunilor. Voltmetrul** (427). **Măsurarea curenţilor. Ampermetrul** (434). **Măsurarea rezistenţelor. Ohmmetrul** (436). **Măsurarea capacitoarelor şi a bobinelor** (439). **Măsurarea puterii** (442). **Măsurarea frecvenţei** (444). **Osciloscopul catodic** (445).

Bun de tipar 27.XI.1984. Apărut 1984.
Comanda nr. 2364. Coli de tipar 28,5.
Comanda nr. 40 410

Combinatul poligrafic „Casa Scînteii“,
Piața Scînteii nr. 1, București,
Republica Socialistă România

CODUL INTERNAŢIONAL AL CULORILOR FOLOSIT LA REZISTOARE ŞI CAPACITOARE

Rezistoare

Marcajul cu culori al rezistoarelor se face prin aplicarea unor inele colorate pe corpul rezistorului. Un rezistor poate avea 4 inele, aşezate spre unul din terminale. Citirea începe cu inelul cel mai apropiat de terminal, iar evaluarea valorii se face conform tabelului de mai jos, astfel:

— prima culoare indică prima cifră semnificativă;

— a doua culoare indică a doua cifră semnificativă;

— a treia culoare indică ordinul de multiplicare (numărul de zerouri care se adaugă la grupul celor două cifre semnificative);

— a patra culoare indică toleranţa (dacă lipseşte, toleranţa este de 20%).

Rezistoare (valori în ohmi)

Culoarea	Prima cifră semnificativă	A doua cifră semnificativă	Factorul de multiplicare	Toleranţa [%]
Argintiu	—	—	10^{-2}	±10
Auriu	—	—	10^{-1}	±5
Negru	—	0	1	—
Maro (Cafeniu)	1	1	10	±1
Roşu	2	2	10^{2}	±2
Portocaliu	3	3	10^{3}	—
Galben	4	4	10^{4}	—
Verde	5	5	10^{5}	—
Albastru	6	6	10^{6}	—
Violet	7	7	10^{7}	—
Gri (Cenuşiu)	8	8	10^{8}	—
Alb	9	9	10^{9}	—

CODUL DE NOTARE AL TRANZISTOARELOR EUROPENE DE UZ CURENT

Prima literă (materialul semiconductorului de bază)	A doua literă (funcţia şi utilizarea tranzistorului)	
A — germaniu B — siliciu C — galiu-arseniu D — indiu-antimoniu R — material cu structură complexă (generatoare Hall, celule fotoelectrice), în dispozitive fără joncţiune	A — diodă de semnal, mică putere B — diodă cu capacitate variabilă (varicap) C — tranzistor de J.F. de mică putere D — tranzistor de J.F. de putere E — diodă tunel F — tranzistor de J.F. de mică putere G — diverse componente (complexe sau deosebite) H — dispozitiv semiconductor sensibil la cîmp magnetic K — generator Hall în circuit magnetic deschis L — tranzistor de J.F. de putere	M — generator Hall în circuit magnetic N — optocuplor P — detector de radiaţii Q — generator de radiaţii R — dispozitiv de comandă în comutaţie, de mică putere (tiristor) S — tranzistor de comutaţie de mică putere T — dispozitiv de comandă, în comutaţie, de putere (tiristor, fototiristor) U — tranzistor de comutaţie, de putere X — diodă multiplicatoare (varactor) Y — diodă redresoare de putere Z — diodă Zener

Capacitoare

Capacitoarele ceramice se marchează aproape intotdeauna prin aplicarea a cinci sau trei benzi, inele sau puncte colorate pe corpul capacitorului. La capacitoarele disc și plachetă, citirea se face incepind de la terminale, iar la cele tubulare de la inelul mai gros. Evaluarea valorii se face conform tabelului de mai jos, astfel:

A. La capacitoarele cu 3 elemente colorate,

— prima culoare indică prima cifră semnificativă;

— a doua culoare indică a doua cifră semnificativă;

— a treia culoare indică ordinul de multiplicare.

Capacitoarele marcate cu trei marcaje colorate au coeficientul de temperatură mare și o toleranță in general de −20... +80%.

B. La capacitoarele cu 5 elemente colorate,

— prima culoare indică coeficientul de temperatură;

— a doua culoare indică prima cifră semnificativă;

— a treia culoare indică a doua cifră semnificativă;

— a patra culoare indică ordinul de multiplicare;

— a cincea culoare indică toleranța.

Capacitoare (valori in pF)

Culoarea	Coeficient de temperatură (x10 $^{-6}$/° C)	Semnificația primelor două elemente colorate	Factor de multiplicare			Toleranța		
			C. ceramice	C. cu mică	C. cu hirtie	Ceramice C⩽10 pF (%)	Cu mică C>10 pF (%)	Cu hirtie (%)
Negru	0	0	1	1	1	±2	±20	±20
Maro (cafeniu)	−33	1	10	10	10	±0,1	±1	±1 −
Roșu	−75	2	10^2	10^2	10^2	±0,25	±2	±2
Portocaliu	−140	3	10^3	10^3	10^3	—	±2,5	±3 −
Galben	−220	4	10^4	10^4	10^4	—	±100	—
Verde	−330	5	—	—	10^5	±0,5	±5	±5
Albastru	−470	6	—	—	10^6	—	—	—
Violet	−750	7	—	—	10^7	—	—	—
Gri (cenușiu)	−2200	8	10^{-2}	—	10^{-8}	—	−20 +80	±5 −
Alb	+120	9	10^{-1}	—	10^{-9}	±1	±10	±10 −
Auriu	+100	—	—	10^{-1}	10^{-1}	—	—	±5
Argintiu	—	—	—	—	—	—	—	±10

CODUL DE NOTARE ROMÂNESC AL DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE (I.C.C.E. și C.C.S.I.T.S)

Cod specific producătorului	Funcția	
RO (România)	A — tranzistor cu germaniu, de mică putere (< 2,5 W) B — circuit integrat bipolar C — tiristor D — diodă de semnal mic F — ansamblu de diodă redresoare H — circuit integrat hibrid L — dispozitiv optoelectronic M — circuit integrat MOS	P — tranzistor cu siliciu, de putere R — diodă redresoare S — tranzistor cu siliciu, de mică putere (bipolar, unijoncțiune sau cu efect de cimp) V — diodă tunel, varactor, varicap sau pentru microunde U — tranzistor de comutație, de putere X — dispozitiv experimental (pentru cercetare) Z — diodă Zener

Lei 32

Laboratorul electronistului amator şi organizarea lui ■
Materiale folosite de electronistul amator ■
Rezistoare ■ Capacitoare ■ Bobine ■
Transformatoare ■
Transductoare electroacustice ■ Practica montajului ■ Diode ■
Tranzistoare bipolare ■ Tranzistoare cu efect de cîmp ■
Tranzistoare unijoncţiune ■
Dispozitive optoelectronice ■ Tiristoare ■ Diacul şi triacul ■
Circuite integrate logice ■ Circuite basculante ■
Registre ■ Numărătoare ■ Decodificatoare ■
Circuite integrate liniare ■ Surse de alimentare ■
Disiparea căldurii ■
Tehnica măsurărilor electrice ■

PRACTICA ELECTRONISTULUI AMATOR